F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

L: 040728

Tomul XXXI (XXXV)

Fasc. 1–4

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1985

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXXI (XXXV)

Fasc. 1–4

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ

ENERGETICĂ

ELECTRONICĂ

AUTOMATIZĂRI

1985

COLEGIUL DE REDACŢIE

Prof. dr. CAMELUŢA BELDIE (preşedinte)
Prof. dr. ing. ADRIAN RADU
Prof. dr. ing. M. GAFIŢANU
Conf. dr. ing. D. LIUŢE
Prof. dr. doc. D. MANGERON
Prof. dr. doc. GH. MAXIM
Acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU
Prof. dr. doc. GH. CHIRIŢĂ
Prof. dr. doc. VALERIU BLIDARU

Această fascicolă a apărut şi cu sprijinul material
al comitetului sindical şi consiliului U.A.S.C.R.
al Institutului politehnic din Iaşi

COMITETUL DE REDACŢIE
AL SECŢIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ.
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. ALEXANDRU POEATĂ
Prof. dr. ing. GHEORGHE SAVIN
Prof. dr. ing. LEOPOLD SEBASTIAN
Şef lucr. dr. ing. LIVIU GORAŞ

REDACŢIA

Prof. dr. doc. DUMITRU MANGERON
(redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN
(secretar de redacţie)
Şef lucr. dr. ing. LIVIU GORAŞ
(redactor)
ECATERINA IRIMIEA
(tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1–4 **1985**

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

SUMAR

	Pag.
H. ROSMAN, O metodă aproximativă, simplificată, de studiu a propagării undelor de tensiune şi de curent într-o linie omogenă lungă, neliniară (franc., rez.rom)	7
S. MITREA şi A. ADĂSCĂLIŢEI, Ferorezonanţa serie în circuitul trifazat cu reactoare neliniare conectate în triunghi (engl., rez. rom.)	11
M. ANTONIU, C. FILOTE, E. ANTONIU şi F. PANTAZICĂ, O posibilitate de măsurare a tg δ la înaltă tensiune şi înaltă frecvenţă (franc., rez. rom.)	17
A. CREŢU şi C. HARJA, Q-metru (rom., rez. franc.)	23
E. CREŢU, A. CREŢU şi M. LUCANU, Asupra unor posibilităţi noi de compensare automată a erorilor transformatoarelor de curent (rom., rez. engl.)	29
E. HNATIUC, Influenţa poziţiei de funcţionare asupra valorilor factorului de revenire la releele electromagnetice de curent continu (franc., rez. rom.)	35
A. BARABOI, Cu privire la o posibilitate de calcul a contactelor electrice (franc., rez. rom.)	41
M. VOICU, Cercurile lui Gherşgorin şi stabilitatea pe componente (germ., rez. rom.)	45
V. MUNTEANU şi M. LUCANU, Proprietăţile entropiei în sistemele cibernetice (engl., rez. rom.)	51
M. VOICU, Un exemplu de utilizare a stabilizării pe componente (germ., rez. rom.)	57
I. BERGMAN, A. PRISĂCARU şi D. HAGIANU, Particularităţi tehnice ale proiectării transformării unui motor asincron în regulator de inducţie (germ., rez. rom.)	61
M. LUCANU, V. MUNTEANU şi E. CREŢU, Invertor trifazat cu unghiul de conducţie a tiristoarelor principale de 120°, destinat sarcinilor inductive (engl., rez. rom.)	67
GH. LIVINŢ, L. CIOBANU, L. CANTEMIR şi C. BOTEZ, Consideraţii privind proiectarea motoarelor liniare de inducţie cu înfăşurări de tip „inel" (franc., rez. rom.)	73
M. OPRIŞOR, Limitele de supraîncărcare ale motorului Boucherot cu dublu stator, alimentat în derivaţie şi cu rezistenţe rotorice conectate în derivaţie (engl., rez. rom)	81
GH. GEORGESCU, AL. POEATĂ şi V. ŢĂRANU, Program de calcul pentru optimizarea amplasării surselor reactive şi a nivelelor de tensiune în reţelele de distribuţie urbane (engl. rez.. rom.)	89
GH. CÎRŢINĂ, GH. HAZI şi E. TOMOZEI, Segmentarea programelor. Construcţia automată a subrutinelor (franc., rez. rom.)	97
R. OLÁH şi I. OLÁH, Asupra unui transformator pentru sudare cu prescrierea curentului de la portelectrod (germ., rez. rom.)	101

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXXI (XXXV), Fasc. 1–4 1985

Section III

ELECTROTECHNICS, ENERGETICS, ELECTRONICS, AUTOMATION

CONTENTS

Pag.

H. ROSMAN, Une méthode approximative, simplifiée, pour l'étude de la propagation des ondes de tension et de courant dans une ligne homogène, longue, nonlinéaire (French, Roumanian sumary) 7

S. MITREA and A. ADĂSCĂLIŢEI, Series Ferroresonance in the Three-Phase Circuit with Delta-connected Nonlinear Reactors (English, Romanian summary) 11

M. ANTONIU, C. FILOTE, E. ANTONIU et F. PANTAZICĂ, Une possibilité de mesure de la tg δ aux condensateurs céramiques de haute tension et haute fréquence (French, Romanian summary) 17

A. CREŢU et C. HARJA, *Q*-métre (Romanian, French summary) 23

E. CREŢU, A. CREŢU and M. LUCANU, Considerations on New Electronic Compensation Procedures of Current Transformer Errors (Romanian, English summary) 29

E. HNATIUC, L'influence de la position de fonctionnement sur les valeurs du facteur de retour des relais électromagnétiques à courant continu (French, Romanian summary) 35

A. BARABOI, Sur une possibilité de calcul des contacts électriques (French, Romanian summary) 41

M. VOICU, Gerschgorinsche Kreise und die Komponentenweise Stabilisierung (German, Romanian summary) 45

V. MUNTEANU and M. LUCANU, The Properties of the Entropy in the Cybernetic Systems (English, Romanian summary) 51

M. VOICU, Ein Anwendungsbeispiel der komponentenweisen Stabilisierung (German, Romanian summary) 57

I. BERGMAN, A. PRISĂCARU und D. HAGIANU, Technische Besonderheiten des Entwurfes der Umbildung eines Asychronmotors als Drehregler (German, Romanian summary) 61

M. LUCANU, V. MUNTEANU and E. CREŢU, Three-phase Inverter with Conducting Angles of Main Thyristors of 120°, Destined to Inductive Loads (English Romanian summary) 67

GH. LIVINŢ, L. CIOBANU, L. CANTEMIR et C. BOTEZ, Considérations concernant l'établissement des projets des moteurs linéaires d'induction à enroulements du type „anneau" (French, Romanian summary) 73

M. OPRIŞOR, The Overload Limits of Double Stator Boucherot Motor with Branched Connected Rotor Resistors (English, Romanian summary) . . 81

GH. GEORGESCU, AL. POEATĂ, N. POEATĂ and V. ŢĂRANU, A Computer Program for Optimizing the Wattless Sources Emplacement and the Voltage Levels in Urban Electric Current Supply Systems (English, Romanian summary) 89

GH. CÎRŢINĂ, GH. HAZI et E. TOMOZEI, La segmentation des programmes. Construction automatique des subroutines (French, Romanian summary) . . 97

R. OLÁH und I. OLÁH, Über einen Schweißtransformator bei dem der Strom von der Schweißzange eingestellt wird (German, Romanian summay). 101

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXXI (XXXV), Вып. 1–4 1985

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА, ЭЛЕКТРОНИКА, АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Pag.

Г. РОСМАН, Упрощённый, приближённый способ для исследования распространения волн напряжения и тока вдоль длинной нелйнеиной, однородной линии (франц., рез. рум.) 7

С. МИТРЯ и А. АДЭСКЭЛИЦЕЙ, Последовательный феррорезонанс в трёхфазной цепи с нелинейными катушками соединёны треугольником (андл., рез. рум.) 11

М. АНТОНИУ, К. ФИЛОТЕ, Е. АНТОНИУ и Ф. ПАНТАЗИКЭ, Одна возможность измерения уıла потерь в керамических конденсаторах высокого напряжения и высокой частоты (франц., рез. рум.) . . . 17

А. КРЕЦУ и К. ХАРЖА, Q-метр (рум., рез. франц.) 23

Е. КРЕЦУ, А. КРЕЦУ и М. ЛУКАНУ, Новые возможности компенсирования ошибки трансформатора тока (рум., рез. англ.) 29

Е. ХНАТИУК, О влияние позиции действия электромагинтных реле на значениях коэффициента возврата (франц,. рез. рум.) 35

А. БАРАБОЙ, Об одной возможности расчёта электрических контактов (франц,. рез. рум.) 41

М. ВОЙКУ, Круги Гершгорина и стабильность по составным чэстам (нем., рез. рум.) 45

В. МУНТЯНУ и М. ЛУКАНУ, Собствености энтропии в кибернетических системах (англ., рез. рум.) 51

М. ВОЙКУ, Пример использовании стабильности по составным частьям (нем., рез. рум.) 57

И. БЕРГМАН, А. ПРИСЭКАРУ и Д. ХАДЖАНУ, Технические особености проектирований превращений аснихронного двигателя как индукционный регулятор (нем., рез. рум.) 61

М. ЛУКАНУ, В. МУНТЯНУ и Е. КРЕЦУ, Трехфазный инвертор имеющий угол проводения рабочих тиристоров на 120° для индутивных нагрузках (анг., рез. рум.) 67

Г. ЛИВИНЦ, Л. ЧОБАНУ, Л. КАНТЕМИР и К. БОТЕЗ, Сообнажения о проектировании индуктивых линейных двигателей с обмотками колцевого вида (франц., рез. рум.) 73

М. ОПРИШОР, Граничные нагрузки двух статорного двигателя Бушеро, питаемого параллельно и с роторными шунтировочными сопротивлениями (англ., рез. рум.) 81

Г. ДЖЕОРДЖЕСКУ, АЛ. ПОЯТЭ, Н. ПОЯТЭ и В. ЦЭРАНУ, Расчетная программа для оптимизации источников реактивной мошности и уровня напряжения в городских распределительных сетей (англ,. рез. рум.) 89

Г. КЫРЦИНЭ, Г. ХАЗИ и Е. ТОМОЗЕЙ, Сегментирование программов. Автоматическая конструкция подпрограммов (франц,. рез. рум.) 97

Р. ОЛАХ и И. ОЛАХ, Сварочный трансформатор с изменением тока потенциометром с клещей электрода (нем., рез. рум.) 101

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.013.5

UNE MÉTHODE APPROXIMATIVE, SIMPLIFIÉE, POUR L'ÉTUDE DE LA PROPAGATION DES ONDES DE TENSION ET DE COURANT DANS UNE LIGNE HOMOGÈNE, LONGUE, NONLINÉAIRE

PAR

HUGO ROSMAN

1. Introduction

L'étude de la propagation des ondes de tension et de courant le long d'une ligne homogène longue (LHL), nonlinéaire, se heurte à des difficultés analytiques considérables (par ex. [1]). Ces difficultés sont dûes, surtout, au fait que les paramètres linéiques primaires de la ligne, quoique indépendants de la position de la section, varient en fonction des signaux (tension et courant) de la section respective. Dans telles conditions l'équation différentielle à dérivées partielles, satisfaite, dans chaque section, par la tension ou le courant, est une équation d'ordre deux, nonlinéaire.

Une possibilité de dépasser ces difficultés est offerte par le concept d'„inertialisation" de la ligne, dans le sens utilisé couramment dans l'analyse des circuits à paramètres concentrés [2]. Nombre de telles tentatives ont été effectuées et dans la direction de l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux nonlinéaires [3]...[7], avec des résultats encourageants. Le procédé proposé est affecté par des erreurs acceptables, à condition que les nonlinéarités qui y interviennent soient assez faibles.

2. La méthode proposée

On considère une LHL ayant les paramètres linéiques primaires R_l, L_l, G_l, C_l, fonctions de la tension (u) ou du courant (i) de la section considérée. Si l'on suppose que la ligne est excitée par un signal à variation sinusoïdale en fonction du temps, on admet que le comportement de celle-ci est „inertiel", dans le sens que le signal réponse est également sinusoïdal, la dépendence entre les valeurs instantanées des signaux excitation et réponse en étant linéaire, tandis que la dépendence entre les valeurs efficaces des mêmes signaux est nonlinéaire. Dans ces conditions les équations, en valeurs instantanées, d'une LHL, sont :

$$(1) \qquad -\frac{\partial u}{\partial x}=R_l i+L_l\frac{\partial i}{\partial t}\,, \qquad -\frac{\partial i}{\partial x}=G_l u+C_l\frac{\partial u}{\partial t}\,,$$

où $u=u(x,t)$, $i=i(x,t)$ représentent la tension et le courant dans la section de la ligne située à la distance x de sa porte d'entrée et au moment t.

En régime permanent sinusoïdal tant la tension que le courant en étant fonctions sinusoïdales de temps on peut utiliser le procédé connu de représentation en complexe des tels signaux, avec les avantages qui en découlent. Ainsi, on peut attacher à (1) le système d'équations différentielles :

$$(2) \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{U}}{\mathrm{d}x}=(R_l+\mathrm{j}\omega L_1)\underline{I}, \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{I}}{\mathrm{d}x}=(G_l+\mathrm{j}\omega C_l)\underline{U},$$

où $\underline{U}=\underline{U}(x)$, $\underline{I}=\underline{I}(x)$ représentent les valeurs efficaces complexes de la tension et du courant. Le système (2) est nonlinéaire car les paramètres linéiques primaires sont fonctions des valeurs efficaces de la tension ou du courant de la section respective. Si l'on utilise un procédé similaire à celui exposé dans [2], ces fonctions sont de la forme ci-dessous :

$$(3) \qquad \begin{cases} R_l=a_{R_1}+\frac{3}{4}a_{R_3}I_m^2, & L_l=a_{L_1}-\frac{3}{4}a_{L_3}I_m^2, \\ G_l=a_{G_1}-\frac{3}{4}a_{G_3}U_m^2, & C_l=a_{C_1}-\frac{3}{4}a_{C_3}U_m^2, \end{cases}$$

ou U_m et I_m—les amplitudes de la tension et du courant dans la section considérée. Si l'on introduit les expressions (3) dans le système (2) on obtient :

$$(4) \qquad \begin{cases} -\frac{\mathrm{d}\underline{U}}{\mathrm{d}x}=\left[a_{R_1}+\mathrm{j}\omega a_{L_1}+\frac{3}{4}(a_{R_3}-\mathrm{j}\omega a_{L_3})I_m^2\right]\underline{I}, \\ -\frac{\mathrm{d}\underline{I}}{\mathrm{d}x}=\left[a_{G_1}+\mathrm{j}\omega a_{C_1}-\frac{3}{4}(a_{G_3}+\mathrm{j}\omega a_{C_3})U_m^2\right]\underline{U}, \end{cases}$$

ou, avec les notations :

$$(5) \qquad \begin{cases} a_{R_1}+\mathrm{j}\omega a_{L_1}=\underline{Z}_l, & \frac{3}{2}(a_{R_3}-\mathrm{j}\omega a_{L_3})=\underline{M}_l, \\ a_{G_1}+\mathrm{j}\omega a_{C_1}=\underline{Y}_l, & \frac{3}{2}(a_{G_3}+\mathrm{j}\omega a_{C_3})=\underline{N}_l, \end{cases}$$

il résulte :

$$(6) \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{U}}{\mathrm{d}x}=\left(\underline{Z}_l+\frac{1}{2}\underline{M}_lI_m^2\right)\underline{I}, \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{I}}{\mathrm{d}x}=\left(\underline{Y}_l-\frac{1}{2}\underline{N}_lU_m^2\right)\underline{U}.$$

Les appproximations

$$(7) \qquad U_m^2\approx 2\underline{U}^2, \quad I_m^2\approx 2\underline{I}^2$$

sont possibles dans cette étape, de sorte que le système nonlinéaire (5) devient, après tout :

$$(8) \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{U}}{\mathrm{d}x}=(\underline{Z}_l+\underline{M}_lI^2)\underline{I}, \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{I}}{\mathrm{d}x}=(\underline{Y}_l-\underline{N}_lU^2)\underline{U}.$$

3. L'intégration du système d'équations différentielles

L'intégration du système d'équations différentielles nonlinéaires (8) peut être effectuée, dans le cas général, à l'aide d'une méthode numérique (par ex. [8]). Un cas particulier qui se prête à une intégration analytique du système est celui dans lequel seulement une partie des paramètres linéiques primaires sont nonlinéaires, à savoir, soit le résistance et l'inductivité, soit la conductance et la capacité. Dans le premier cas $a_{G_3}=0$, $a_{C_3}=0$ et donc $\underline{N}_l=0$, de sorte que le système (8) devient :

$$-\frac{\mathrm{d}\underline{U}}{\mathrm{d}x}=(\underline{Z}_l+\underline{M}_l\underline{I}^2)\underline{I}, \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{I}}{\mathrm{d}x}=\underline{Y}_l\underline{U}. \tag{9}$$

Si l'on élimine la tension entre les équations (9) on obtient :

$$\frac{\mathrm{d}^2\underline{I}}{\mathrm{d}x^2}+\underline{Y}_l\underline{Z}_l\underline{I}+\underline{Y}_l\underline{M}_l\underline{I}^3=0. \tag{10}$$

Dans le deuxième cas $a_{R_3}=0$, $a_{L_3}=0$ et par conséquent $\underline{M}_l=0$; le système (8) conduit à

$$-\frac{\mathrm{d}\underline{U}}{\mathrm{d}x}=\underline{Z}_l\underline{I}, \qquad -\frac{\mathrm{d}\underline{I}}{\mathrm{d}x}=(\underline{Y}_l-\underline{N}_l\underline{U}^2)\underline{U}. \tag{11}$$

Par l'élimination du courant $\underline{I}$ il résulte l'équation :

$$\frac{\mathrm{d}^2\underline{U}}{\mathrm{d}x^2}+\underline{Y}_l\underline{Z}_l\underline{U}-\underline{Z}_l\underline{N}_l\underline{U}^3=0. \tag{12}$$

Les équations différentielles nonlinéaires (10), (12) sont du dype Duffing [9] ; elles peuvent être intégrées à l'aide des méthodes connues, approximatives. Un tel procédé, très avantageux, est celui basé sur l'utilisation de la méthode de la perturbation [10].

Lorsque seulement un des quatre paramètres linéiques primaires est nonlinéaire, la situation s'avère encore plus simple. Dans ce cas il est également nécessaire à intégrer une équation différentielle nonlinéaire du type Duffing.

4. Conclusions

On peut étudier la propagation des ondes de tension et de courant le long d'une LHL nonlinéaire, à faible nonlinéarité, d'une façon avantageuse et en introduisant des approximations acceptables, à l'aide de la méthode de l'„inertialisation" de la ligne. Par cette voie le problème se réduit à l'intègration d'un système d'équations différentielles nonlinéaires du type (8) ou, dans certains cas particuliers, à l'integration d'une équation différentielle nonlinéaire du type Duffing.

Reçue le 27 novembre 1984

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Electrotechnique, Mesures
et Machines Electriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Whitham G. B., *Linear and Nonlinear Waves.* J. Wiley a. Sons, N. Y., 1974.
2. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
3. Rosman H., *Constantele de material ale mediilor electromagnetice cu neliniaritate slabă, inerțiale, în regim cvasistaționar armonic.* Mem. secț. șt. Acad. R.S.R., s. IV, **II**, 189 – 194 (1979).
4. Rosman H., *Pătrunderea cîmpului electromagnetic în semispatiul feromagnetic infinit, cu neliniaritate slabă, în regim cvasistaționar armonic.* Mem. secț. șt., Acad. R.S.R., s. IV, **III**, 331 – 341 (1980).
5. Rosman H., *Propagation du champ électromagnétique dans une tôle ferromagnétique à faible nonlinéarité, en régime quasistationnaire harmonique.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXVIII (XXXI)**, *3 – 4*, s. III, 9 – 21 (1981).
6. Rosman H., *Effect pelliculaire dans un conducteur cylindrique ferromagnétique, à faible nonlinéarité, en régime quasistationnaire, harmonique* (I). Bul. Int. polit., Iași, **XXVIII (XXXII)**, *1– 4*, s. III, 9– 13 (1982).
7. Rosman H., *Effet pelliculaire dans un conducteur cylindrique ferromagnétique, à faible nonlinéarité, en régime quasistationnaire harmonique* (II). Bul. Inst. polit., Iași, **XXIX (XXXIII)**, *1–4*, s. III, 21–27 (1983).
8. Salvadori M., Baron M., *Metode numerice în tehnică*, (trad. de l'anglais). Ed. Tehn., Buc., 1971.
9. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotechnik.* Akad. Ges. Geest. u. Portig, K. – G., Leipzig 1971.
10. Cunnigham W. J., *Introduction to Nonlinear Analysis.* McGraw Hill Book Co., Inc., N.Y. 1958.

O METODĂ APROXIMATIVĂ, SIMPLIFICATĂ, DE STUDIU A PROPAGĂRII UNDELOR DE TENSIUNE ȘI DE CURENT ÎNTR-O LINIE OMOGENĂ LUNGĂ, NELINIARĂ

(Rezumat)

Propagarea undelor de tensiune și de curent de-a lungul unei linii omogene lungi neliniare, cu neliniaritate slabă, se poate studia în mod avantajos, introducînd aproximații acceptabile, cu ajutorul metodei „inerțializării" liniei. În acest mod problema se reduce la integrarea unui sistem de ecuații diferențiale neliniare de tipul (8) sau, în anumite cazuri particulare, la integrarea unei ecuații diferențiale neliniare de tip Duffing.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.014.8

SERIES FERRORESONANCE IN THE THREE-PHASE CIRCUIT WITH DELTA-CONNECTED NONLINEAR REACTORS

BY

SAVEL MITREA and ADRIAN ADĂSCĂLIŢEI

1. Introduction

To the authors' knowledge the series ferroresonance in the three-phase circuit with delta-connected nonlinear reactors has not been approached in the literature. It is shown in the present paper that important information concerning the steady-state behaviour of the circuit can be obtained by using a piecewise linear approximation of the magnetic characteristic of nonlinear reactors. This approach requires that the waveform of output signal be known. Simple relationship between input and output signals are obtained if behaviour of the circuit is strictly nonlinear, as opposed to the requirement of harmonic balance method.

2. Derivation of Input — Output Relationship

Fig. 1 shows the piecewise linear approximation of magnetic characteristic of nonlinear reactors. It has been shown in [1] that this approximation of magnetic characteristic is fully legitimate for the reactors with cores made of transformer steel. For the purpose of analysis it is useful to assume the piecewise linear characteristic as resulting from the superposition of a rectangular characteristic and a straight line, having the slope L', which represents the dynamic inductance of reactor in saturated state. This assumption enables us to represent the nonlinear reactor as consisting of a reactor with rectangular magnetic characteristic, series connected with a linear reactor.

Fig. 2 represents the three-phase circuit that is to be investigated. Excepting for the strictly nonlinear reactor the circuit elements are linear.

Input voltages form the symmetrical three-phase system :

$$(1)\quad u_{12}=U\sin(\tau+\theta),\quad u_{23}=U\sin(\tau+\theta-2\pi/3),\quad u_{31}=U\sin(\tau+\theta-4\pi/3),$$

where $\tau=\omega t$. Voltages across the capacitors represent output signals.

In order to work out an input—output relationship the waveform of output signals must be known. Fig. 3 shows the waveforms of input and output signals. It is obvious that a piecewise approximation of magnetic characteristic entails a piecewise waveform of the output signal. In deriving the output waveform one has to view the strictly nonlinear reactor as being

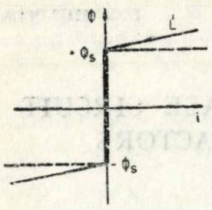


Fig. 1

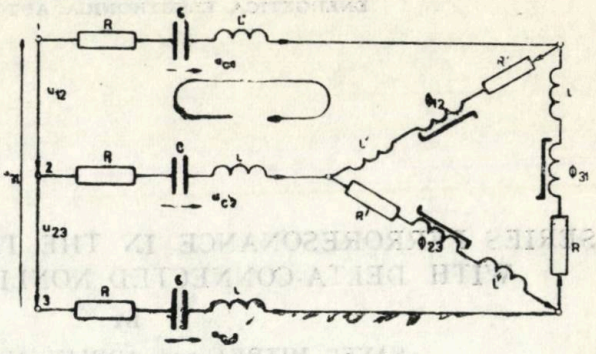


Fig. 2

an on—off device. Also the overall configuration must have a three-phase symmetry, that is the summation of the three output signals gives zero at any time. Nevertheless a small scale experimental circuit can be of much help in deriving the output waveform.

Let us consider the loop shown in Fig. 2 by a curved arrow. The simultaneous conduction of the three branches is possible only if the nonlinear reactor is in saturation state, that is $\Phi > \Phi_s$ or $\Phi < -\Phi_s$. If $-\Phi_s < \Phi < \Phi_s$ the three branches cannot be simultaneously in conduction state. The voltages across capacitors remain constant during nonconducting intervals.

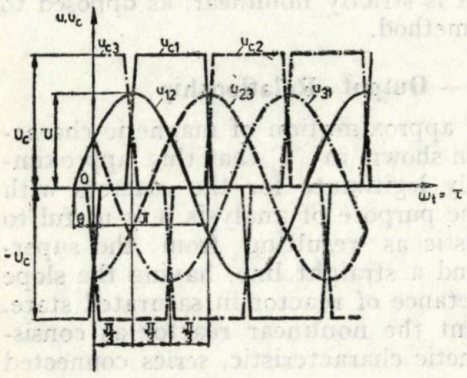


Fig. 3

In order to obtain a simple input—output relationship the duration of conducting intervals must be much smaller than that of the nonconducting ones. Thus, by neglecting the length of conducting intervals, the vaweform of voltage u_{c1} over a half cycle can be divided into three nonconducting subintervals, having the length $\pi/3$. The second K i r c h o f f's law, written arround the loop taken into consideration, gives the following differential equation :

$$\frac{d\varphi_{12}}{dt} = u_{12} - u_{c1} + u_{c2}. \tag{2}$$

Taking into account the waveforms of voltages u_{c1} and u_{c2} from Fig. 3 and integrating Eq. (2) over the three nonconducting subintervals we obtain :

$$\begin{cases} \Phi_1 - \Phi_s = \dfrac{U}{\omega}\left[\cos\theta - \cos\left(\dfrac{\pi}{3}+\theta\right)\right] - \dfrac{\pi U_c}{3\omega}, \\ \Phi_2 - \Phi_1 = \dfrac{U}{\omega}\left[\cos\left(\dfrac{\pi}{3}+\theta\right) - \cos\left(\dfrac{2\pi}{3}+\theta\right)\right] - \dfrac{2\pi U_c}{3\omega}, \\ -\Phi_s - \Phi_2 = \dfrac{U}{\omega}\left[\cos\left(\dfrac{2\pi}{3}+\theta\right) + \cos\theta\right] - \dfrac{\pi U_c}{3\omega}, \end{cases} \tag{3}$$

where Φ_1, Φ_2 are values of flux linkage at the end of the first and the second nonconducting subinterval respectively. The addition of right and left sides of the above relations gives :

$$\frac{2\pi U_c}{3\omega} - \frac{U}{\omega}\cos\theta = \Phi_s. \tag{4}$$

For the sake of generality both sides of Eq. (4) are normalized with respect to Φ_s. By using the notations $U_c/\omega\Phi_s = U_{cn}$, $U/\omega\Phi_s = U_n$, Eq. (4) becomes:

$$\frac{2\pi U_{cn}}{3} - U_n\cos\theta = 1. \tag{5}$$

It is to be noted that the product $\omega\Phi_s$ represents the amplitude of the sine voltage which, being applied to the terminals of nonlinear reactor, makes the magnetic flux vary between the limits Φ_s and $-\Phi_s$, in steady-state.

Another relationship between the quantities U_{cn}, U_n and θ is obtained by resorting to the transient that takes place in the loop during one of conducting intervals. Let us take into consideration the conducting interval at $\omega t = \pi$. It is assummed that circuit parameters are such that free oscillations are underdamped and conducting intervals are very short as compared to the halfperiod $\omega T/2 = \pi$ of input signal. Simple relations are obtained if the applied voltage is supposed to be constant during the transient, that is $u_{12} = -U\sin\theta$. The loop current transient is described by the relation:

$$i = -\frac{U\sin\theta + U_c}{\omega_0 L_e} e^{-bt'} \sin\omega_0 t', \tag{6}$$

where :

$$L_e = 2L + L',\ R_e = 2R + R',\ C_e = C/2,\ b = R_e/2L_e,\ \omega_0 = \sqrt{1/(L_eC_e) - b^2}.$$

Relation (6) shows that the current is zero at the begining of conducting interval and again becomes zero after a time interval $t' = \pi/\omega_0$.

The voltage u_{c2} is given by the relation :

$$u_{c2} = -\frac{(U\sin\theta + U_c)[1 - e^{-bt'}\sin(\omega_0 t' + \gamma)]}{2\sin\gamma}, \tag{7}$$

where

$$\gamma = \arcsin\omega_0\sqrt{L_eC_e}.$$

One can see from Figs. 2 and 3 that at the end of conducting interval, that is for $t' = \pi/\omega_0$, u_{c2} becomes $-U_c$ and relation (7) gives :

$$U_c = (U\sin\theta + U_c)(1 + e^{-\delta/2}), \tag{8}$$

where $\delta = 2\pi b/\omega_0$ represents the logarithmic decrement of free oscillation. After a few manipulations relation (8) gives :

$$U_n\sin\theta = U_{cn}\,\mathrm{th}(\delta/4), \tag{9}$$

where U_n and U_{cn} are normalized voltages w.r.t. $\omega\Phi_s$.

Eqs. (5), (9) enable us to draw curves as those shown in Fig. 4.

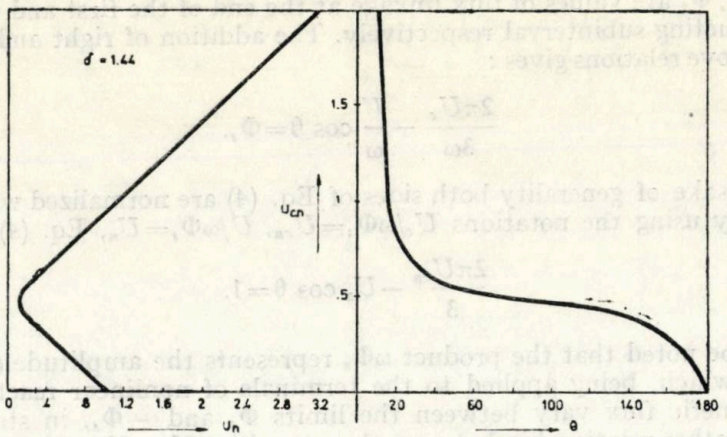


Fig. 4

The two-valued input—output function $U_{cn}=f(U_n)$ brings out the ferroresonance pattern. It has been found experimentally that steady-state oscillations are stable only over a portion of the input—output characteristic The authors propose themselves to deal with this aspect in a future paper.

3. Validity of the Waveform Equations

Eqs. (5) and (9) describe the real process in the circuit only if the flux linkage satisfies the condition $-\Phi_s<\Phi<\Phi_s$ during the assummed nonconducting state that lasts almost a half cycle. One can see from Eq. (2) that the flux linkage Φ_{12} decreases monotonically if $u_{c1}-u_{c2}>u_{12}$ at any instant in the first half cycle. If this inequation reverses at some instant, the flux linkage increases, after an excursion towards $-\Phi_s$, and may reach again the value Φ_s, in which case a new conducting interval appears before the completion of a half cycle. The validity of Eqs. (5), (9) ceases and another set of equations must be derived for the new output signal waveform.

The normalized flux linkage over the three nonconducting subintervals have the form :

$$(10)\quad \begin{cases} \Phi_{1n}=U_n[\cos\theta-\cos(\tau_1+\theta)]-\tau_1 U_{cn}+1, \text{ with } 0<\tau_1<\dfrac{\pi}{3}; \\ \Phi_{2n}=U_n[\cos\theta-\cos(\tau_2+\theta)]-\left(2\tau_2-\dfrac{\pi}{3}\right)U_{cn}+1, \text{ with } \dfrac{\pi}{3}<\tau_2<\dfrac{2\pi}{3}; \\ \Phi_{3n}=U_n[\cos\theta-\cos(\tau_3+\theta)]-\left(\tau_3+\dfrac{\pi}{3}\right)U_{cn}+1, \text{ with } \dfrac{2\pi}{3}<\tau_3<\pi. \end{cases}$$

Relations (10) are evaluated, for τ_i varying within the specified intervals, for each set of quantities θ, U_n, U_{cn} if the conditions $0<\theta<\pi/2$ and $U_{cn}/U_n<1$ are simultaneously satisfied. The waveform is valid only if $|\Phi_{in}|<1$.

4. Conclusions

The series ferroresonance in the circuit can be investigated if the output signal vaveform is known. Simple relationships are obtained if the conducting interval is very short in comparison with the half period of input signal. The assummed waveform is valid up to a certain value of the amplitude of input signal.

Received, October 16, 1984

Potytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Feldman J. M., Cappabianca A. L., *On the Accuracy and Utility of Piecewise-Linear Models of Ferroresonance.* IEEE Trans. on PAS, **97**, 2 (1978)

FEROREZONANŢA SERIE ÎN CIRCUITUL TRIFAZAT CU REACTOARE NELINIARE CONECTATE ÎN TRIUNGHI

(Rezumat)

Ferorezonanţa serie în circuitul dat poate fi studiată dacă se cunoaşte forma de undă a semnalului de ieşire. Aproximarea caracteristicii magnetice prin segmente de dreaptă conduce la divizarea formei de undă a semnalului de ieşire în intervale conductoare şi neconductoare. Se obţin relaţii simple între semnalul de intrare şi cel de ieşire dacă durata intervalului conductor este foarte mică în comparaţie cu semiperioada semnalului de intrare. Forma de undă a semnalului de ieşire, considerată în lucrarea de faţă, este valabilă numai pînă la o anumită valoarea a amplitudinii semnalului de intrare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C D. 621.317.374

UNE POSSIBILITÉ DE MESURE DE LA tg δ AUX CONDENSATEURS CÉRAMIQUES DE HAUTE TENSION ET HAUTE FRÉQUENCE

PAR

M. ANTONIU, CEZAR FILOTE, EDUARD ANTONIU et FLORIN PANTAZICĂ

1. Introduction

À présent, la tg δ des condensateurs céramiques de haute tension et de haute fréquence est mesurée à basse tension (2...10 V) et aux fréquences relativement réduites [1], [2]. Mais la valeur de la tg δ mesurée dans ces conditions a peu d'utilité pratique parce qu'elle ne reflète pas le comportement réel du condensateur respectif à haute tension et à haute fréquence.

Pour éliminer ce désavantage, dans ce qui suit on propose une méthode qui permet de déterminer la tg δ aux hautes tension de RF (c'est-à-dire dans des conditions réeles de travail) basée sur la mesure des puissances active et réactive aux bornes du condensateur d'essai, la mesure de la puissance active étant effectuée par une méthode calorimétrique simple. La méthode proposée présente l'avantage de pouvoir être appliquée directement sur le dispositif de mesure de la puissance réactive véhiculée par le condensateur (dispositif qui existe chez tout producteur), ce qui permet une réduction considérable du prix de revient de la mesure.

L'idée de la mesure de la tg δ dans des conditions réeles de travail est bien connue [3] ; on connaît de même l'idée de la mesure de la tg δ par des méthodes wattmétriques [4], [5]. Mais la littérature de spécialité ne fait pas le mention de l'utilisation du wattmètre calorimetrique dans ce but.

2. Critiques des méthodes de mesure de la tg δ

2.1. L'information offerte par le paramètre tg δ

Du schéma équivalent série du condensateur réeel (Fig. 1 *a*) on déduit les relations :

(1) $\operatorname{tg}\delta = r\omega C_x$ et (2) $\operatorname{tg}\delta = \dfrac{P}{UI}$,

où r représente la résistance équivalente de pertes, δ — l'angle des pertes diélectriques (Fig. 1 *b*), P—la puissance active

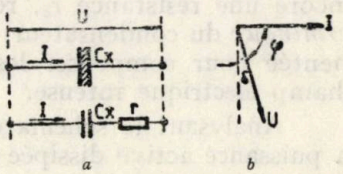


Fig. 1

absorbée par le condensateur et UI — la puissance réactive vehiculée par celui-ci.

De ces deux relations il résulte que la tg δ informe l'utilisateur sur le niveau de chauffage du condensateur respectif durant l'exploitation, d'ou résulte la nécessité que la tg δ soit mesurée dans des conditions les plus proches possible de celles réelles de travail, c'est-à-dire à haute tension et à haute fréquence.

2.2. Les mèthodes usuelles de la mesure de tg δ

La plupart des méthodes de mesure de la tg δ (et de C_x) sont basées sur la relation (1), mesurant r (ponts de Sauty, Schering, etc.) à des tensions basses de haute fréquence. Mais la valeur de la tg δ mesurée dans ces conditions n'est pas édifiante pour le comportement du condensateur aux tensions et aux fréquences hautes où apparaissent des pertes supplémentaires à cause de l'ionisation des microfissures du diélectrique, de même qu'à cause de certains défauts dans le réseau cristalin de celui-ci. Les données de la littérature, de même que les expériences effectuées par les auteurs, montrent, que à haute tension (3...4 KV) est d'environ trois fois plus grande qu'à basse tension (3...10 V).

Il résulte que, pour être utilisé en pratique, le paramètre tg δ aux condensateurs céramiques de RF doit être mesuré à haute fréquence et à haute tension, c'est-à-dire dans des conditions réelles de travail.

3. Présentation de la méthode

3.1. L'idée de base

La méthode proposée est basée sur la relation (2), en mesurant P par une méthode calorimétrique et UI à l'aide d'un dispositif spécialement construit dans ce but [6]. On a préféré la méthode du wattmètre calorimétrique, parce qu'elle part directement du phénomène primaire — le chauffage du diélectrique qui se trouve à la base de la définition de la tg δ. En plus, cette méthode peut être appliquée directement dans l'installation de mesure de la puissance réactive (qui existe chez tout producteur de condensateurs céramiques de RF), ce qui permet une réduction considérable du coût de la mesure de la tg δ, de même qu'une augmentation du degré d'utilisation de l'installation respective.

3.2. Conditions restrictives

Pour pouvoir refléter le comportement réel du condensateur à haute tension et à haute fréquence, dans le schéma de la fig. 1 *a* il faut ajouter encore une résistance r_a, représentant la résistance des armatures et des *terminaux* du condensateur. Il est évident que la résistance r doit être augmentée pour compenser les pertes diélectriques supplémentaire dans un champ électrique intense.

Analysant le schéma de la fig. 1 *a*, completée avec r_a, il résulte que la puissance active dissipée dans le condensateur est

$$P = P_1 + P_2 = UI \operatorname{tg}\delta + r_a I^2, \tag{3}$$

ce qui montre que la relation (2) est valable seulement pour la situation où l'on peut négliger les pertes par effet Joule, $P_2 = r_a I^2$. Dans [2], [3], [6] on montre qu'aux fréquences :

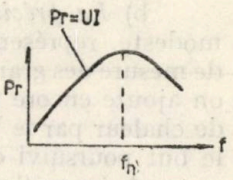


Fig. 2

$$f \leqslant (0{,}2 \ldots 0{,}5)\, f_n, \tag{4}$$

où f_n est la fréquence nominale (Fig. 2), le chauffage du condensateur est principalement dû aux pertes diélectriques, c'est-à-dire $P_2 \ll P_1$ et donc, $P \approx P_1 = UI \operatorname{tg} \delta$.

3.3. Schéma de mesure proposée

Le schéma proposé est présenté dans la Fig. 3, où GIF est un générateur de haute tension et haute fréquence et la vase calorimétrique (WK) est remplie à l'huile de transformateur (UT), qui à côté du condensateur d'essai (C_x) et le termomètre à alcool (TA) forme un wattmètre calorimétrique. Le GIF utilisé est décrit en [6].

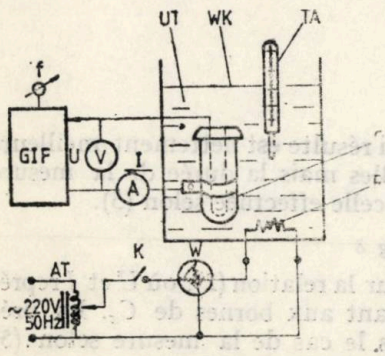


Fig. 3

Le circuit de basse fréquence, composé de la résistance de chauffage (R), le wattmètre électrodynamique W et l'autotransformateur AT, sert à la mesure de P par substitution.

a) *Les étapes de la mesure de P.* On note d'abord la température initiale (T_1) de l'huile. Ensuite, K étant ouvert, on met en marche le GIF, on effectue le réglage de la fréquence pour satisfaire la condition (4) et on augmente la tension U jusqu'à la valeur nominale, inscrite sur le condensateur, en notant les valeurs de U et I. Ensuite en gardant U et I constants on laisse l'installation fonctionner pendant $t = 3 \ldots 5$ min. et au bout de cet intervalle on note la température finale T_2 et on arrête le GIF.

En admettant que l'énergie calorique $0{,}24\, tP$ développée dans le condensateur est consommée entièrement pour le chauffage de celui-ci et de l'huile du transformateur, il résulte la relation :

$$0{,}24tP = (m_1 c_1 + m_2 c_2)\,(T_2 - T_1),$$

d'où l'on déduit l'expression de base :

$$P = \frac{A\Delta T}{0{,}24t}, \tag{5}$$

où l'on a utilisé les notations :

$$A = m_1 c_1 + m_2 c_2\ ;\ \Delta T = T_2 - T_1. \tag{6}$$

Ici m_1 et m_2 représentent les masses de l'huile du transformateur (UT) et respectivement du C_x et c_1 et c_2 — les chaleurs spécifiques de ceux-ci.

b) *La précision de mesure.* La précision de mesure est relativement modeste, représentant environ 8...10%, étant conditionnée par les erreurs de mesure des grandeurs : ΔT (2...3%), A (3...4%) et t (environ 1%), auxquelles on ajoute encore une erreur $\varepsilon_c = 2...3\%$, provenant de l'omission des pertes de chaleur par le WK. Ce niveau de précision est cependant satisfaisant pour le but poursuivi et la mesure est simple et rapide.

c) *La méthode de la substitution.* Pour l'accroissement de la précision dans la méthode de la substitution, après une pause de de 15...20 min. consecutive aux mesures effectuées selon le procédé ci-dessus (pour refroidir le calorimètre), on note de nouveau T_1, on ferme K et on effectue le réglage de l'autotransformateur AK jusqu'à ce que le wattmètre W indique une puissance, P_1, proche de P, calculée avec (5). Après cela on attend t_1 minutes jusqu'à ce que TA indique le même chauffage $\Delta T = T_2 - T_1$, comme dans la première phase, situation qui conduit à la relation :

$$P_1 = \frac{A\Delta T}{0{,}24\, t_1}, \tag{7}$$

qui comparée à (5), permet à conclure :

$$P = \frac{P_1 t_1}{t}. \tag{8}$$

Dans ce cas la précision de la mesure qui résulte est nettement meilleure (3...5%) car les erreurs $\Delta A/A$ et ε_c sont nulles mais la durée de la mesure augmente de plus de trois fois par rapport à celle effectuée selon (5).

3.4. Mesure de la tg δ

Cette mesure est effectuée en se basant sur la relation (2), où U et I représentent la tension et respectivement le courant aux bornes de C_x. La précision de détermination est de 10...15% dans le cas de la mesure selon (5) et de 5...7% dans le cas de la mesure selon (8).

Cette méthode de mesure de la tg δ présente l'avantage d'être simple et peut être appliquée sur n'importe quelle installation destinée à la mesure de la puissance réactive des condensateurs céramiques de RF.

4. Conclusions

1. La mesure de la tg δ aux condensateurs céramiques de haute tension et haute fréquence, dans des conditions réelles de travail, est une nécessité de base pour l'utilité pratique de l'information offerte par ce paramètre.

2. Parmi les méthodes wattmétriques de mesure de la tg δ la plus adéquante s'avère la méthode calorimétrique, parce qu'elle part directement du phénomène primaire (le chauffage du diélectrique) qui se trouve à la base de la définition de la tg δ.

Reçue le 24 novembre 1984

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Electrotechnique,
Mesures et Machines Electriques
et
ICPE, Filiale de Jassy

BIBLIOGRAPHIE

1. * * * *Condensateurs céramiques de puissance*. Catalogue LCC, 9 a, Paris, 1981.
2. Besson R., *Technologie des composants électroniques*. Ed. Radio, Paris, 1969, 121 – 132.
3. Богородицкий Н.Л. и др., *Высоковольтные керамические конденсаторы*. Советское Радио, М., 1970.
4. Geyger W., *Messung dielektrische Verluste mit Electrodynamometern*. ATM, Febr. 1983.
5. Эпштейн Ш. Л., *Измерение характеристик конденсаторов*. Изд. Энергия, М., 1971.
6. Antoniu M. et al., *Stand pentru măsurarea parametrilor de putere la condensatoarele ceramice de înaltă tensiune şi înaltă frecvenţă*, Metrol., XXXI, 4 (1984),
7. Clyde F. et al., *Basic Electronic Instrument Handbook*. McGraw Hill, N.Y., 1972, ch. 25-7.

O POSIBILITATE DE MĂSURARE A tg δ LA ÎNALTĂ TENSIUNE ŞI ÎNALTĂ FRECVENŢĂ

(Rezumat)

Se propune o metodă de măsurare a tg δ, bazată pe măsurarea puterilor activă şi reactivă a condensatorului studiat în condiţii reale de lucru.

Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.317.083.2

Q-METRU

DE

ADRIAN CREȚU și C. HARJA

1. Introducere

În prezenta lucrare se continuă cercetări anterioare [1], [2], [5], cu referire la utilizarea detectoarelor sincrone în scopul măsurării parametrilor R, L, C ai circuitelor de curent alternativ liniare.

Q-metrul propus și studiat în cele ce urmează, datorită faptului că permite detectarea rezonanței electrice printr-un procedeu de zero, de mare sensibilitate, asigură performanțe comparabile cu cele realizate de punțile de curent alternativ, echilibrate, dînd totodată posibilitatea extinderii metodelor de rezonanță și în gama frecvențelor audio și joase (la valori reduse ale factorului de calitate, $Q<10$).

2. Schema bloc și funcționarea Q-metrului

Schema de principiu a Q-metrului propus este prezentată în fig. 1. Circuitul de măsurare al aparatului, obținut prin conectarea în serie a circuitului rezonant r, L, C și a convertorului curent—tensiune A_1, este alimentat de

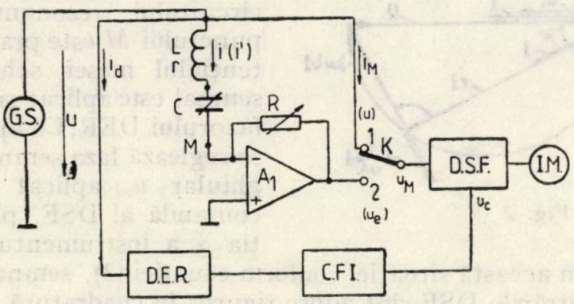


Fig. 1

la generatorul de semnal sinusoidal, audio, GS. T.e.m. produsă de generatorul GS trebuie să aibă valoarea efectivă U constantă, iar frecvența f fixă, sau reglabilă în trepte, în funcție de limitele extreme ale intervalului de măsurare adoptat.

Convertorul curent—tensiune A_1 furnizează la ieșire un semnal u_e direct proporțional și în opoziție de faza cu curentul i din circuitul de măsurare al Q-metrului, respectiv [8] :

$$u_e = -Ri. \tag{1}$$

Pentru detectarea momentului producerii rezonanței de tensiuni în circuitul r, L, C (punctul M este punct virtual de masă [8]), schema din fig. 1 mai cuprinde : detectorul sensibil la fază DSF, asociat cu instrumentul magnetoelectric IM, defazorul electronic reglabil DER și circuitul de formare a impulsurilor dreptunghiulare CFI.

Expresia deviației α a instrumentului IM conectat în circuitul de măsurare al DSF are forma [3] :

$$\alpha = S_{DSF} U_M \cos(\widehat{\underline{U}_M ; \underline{U}_c}), \tag{2}$$

în care s-a notat cu : S_{DSF}—sensibilitatea detectorului sincron utilizat, U_M—valoarea efectivă a semnalului u_M aplicat la intrarea de măsurare a DSF iar U_c — semnalul de comandă al DSF.

Detectarea momentului realizării condiției de rezonanță :

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}, \tag{3}$$

în circuitul de măsurare al Q-metrului, se efectuează, cu mare exactitate, prin stabilirea momentului anulării defazajului φ dintre curentul $\underline{I}$ și tensiunea $\underline{U}$ de la bornele circuitului rezonant r, L, C. În acest scop se aplică următorul procedeu de zero, ușor de explicat cu ajutorul diagramei fazoriale trasate în fig. 2 :

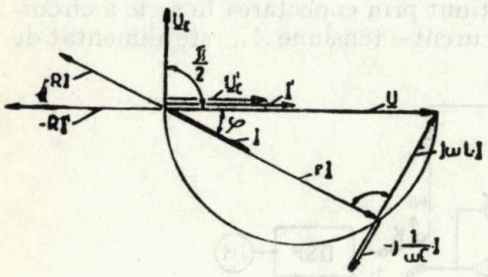


Fig. 2

a) În prima etapă, cu comutatorul K pe poziția *1*, se aplică circuitului de măsurare al DSF semnalul sinusoidal $u_M = u$ de la bornele circuitului rezonant (potențialul punctului M este practic egal cu potențialul masei schemei). Același semnal este aplicat și la intrarea defazorului DER. Cu ajutorul acestuia se reglează faza semnalului dreptunghiular u_c, aplicat circuitului de comandă al DSF, pînă cînd deviația α a instrumentului IM devine egală cu zero. În această situație, conform ecuației (2), semnalele $U_M = u$ și u_c aplicate la intrările DSF sînt aduse riguros în cuadratură.

b) Se trece comutatorul K pe poziția *2*, aplicînd circuitului de măsurare al DSF semnalul $u_M = u_e = -Ri$ aflat riguros în opoziție de fază cu curentul i din circuitul rezonant. Prin reglarea condensatorului variabil C se efectuează acordul circuitului rezonant. Momentul realizării acestuia (îndeplinirei condiției (3)) coincide cu momentul anulării deviației α a instrumentului IM în noua situație. Într-adevăr, în ipoteza practică a neglijării efe-

tului impedanței interne a generatorului GS, precum și a intensității curenților i_M și i_d (v. fig. 1) în raport cu intensitatea curentului din circuitul rezonant ($I_M \cdot I_c \ll I$ care, la rezonanță, atinge valoarea maximă $I' = U/r$, devenind simfazic cu tensiunea $\underline{U}$), semnalele $\underline{U}$ și $\underline{U}_c$ rămîn nemodificate ($\underline{U}_c \perp \underline{U}$, din prima etapă). Drept urmare, în momentul producerii rezonanței, circuitului de măsurare al *DSF* i se aplică semnalul:

$$u'_M = u'_e = -Ri' = -\frac{R}{r}u, \tag{4}$$

aflat în opoziție de fază cu tensiunea $\underline{U}$ și, deci, în cuadratură cu semnalul de comandă $\underline{U}_c$. Conform ecuației (2), în această situație $\alpha = 0$.

Valoarea inductanței de măsurat, L, rezultă din (3), respectiv:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_0} = \frac{\text{const.}}{C_0}, \tag{5}$$

în care C_0 este valoarea capacității condensatorului C la rezonanță.

Valoarea rezistenței r a bobinei de măsurat (rezistența de pierderi a condensatorului de acord se presupune neglijabilă) se poate determina, relativ simplu, prin următorul procedeu de substituție:

a) După acordarea circuitului rezonant (prin cele două anulări succesive ale deviației instrumentului (IM), se trece comutatorul K pe poziția *1* ($u_M = u = ri'$) și se reglează faza semnalului de comandă u_c, care devine u'_c (v. fig. 2), pînă cînd deviația α a instrumentului IM atinge valoarea sa maximă:

$$\alpha_n = S_{DSF} r I', \tag{6}$$

obținută din ecuația (2) pentru $u_M = U = rI'$ și $\cos(\widehat{\underline{U}_M ; \underline{U}_c}) = \cos(\widehat{\underline{U} ; \underline{U}'_c}) = 1$.

b) Se trece comutatorul K pe poziția *2* ($u_M = u_e = -Ri'$) și se reglează rezistența R din circuitul de reacție al convertorului A_1 pînă cînd deviația instrumentului IM atinge din nou valoarea sa maximă α_n (evident, de semn contrar), respectiv:

$$\alpha_n = -S_{DSF} R I', \tag{7}$$

rezultată din ecuația (2) în cazul $\underline{U}_M = \underline{U}'_M = -R\underline{I}'$ și $\cos(\widehat{\underline{U}_M ; \underline{U}_c}) = \cos(\widehat{R\underline{I}' ; \underline{U}'_c}) = -1$. Este evident că valorile rezistenței r se pot citi direct pe rezistența liniară, variabilă, R. Modificarea semnului deviației α în cea de a doua etapă poate fi evitată dacă instrumentul IM se conectează prin intermediul unui inversor, cuplat mecanic cu comutatorul K.

Schema din fig. 1 permite și măsurarea indirectă a capacității condensatoarelor liniare, prin metoda de substituție, binecunoscută, a dublului acord [5], [6].

Erorile de măsurare a inductanței L, așa cum rezultă din analiza expresiei (5), sînt determinate de erorile de construcție ale condensatorului de acord C și de abaterile de la frecvența de lucru f. Erorile de măsurare a rezistenței r sînt impuse, în principal, de clasa de precizie a rezistenței R. În ambele cazuri intervin și erorile de determinare a momentului producerii rezonanței (de sensibilitate) cu DSF.

Întrucît detectarea rezonanței se efectuează printr-un procedeu de zero, de mare sensibilitate, erorile de determinare, într-un interval de măsurare relativ larg, sînt practic neglijabile comparativ cu erorile de construcție. Totodată detectarea rezonanței prin controlul concordanței de fază a semnalelor circuitului rezonant în două etape, elimină erorile datorită imperfecțiunii elementelor din schema propusă.

3. Schema electrică a Q-metrului

Un exemplu de realizare a Q-metrului studiat mai sus este prezentat în fig. 3. Circuitul principal al aparatului, constituit din aceleași elemente ca și cel al schemei din fig. 1, poate fi alimentat, în funcție de limitele intervalului de măsurare, de la un generator de semnal sinusoidal GS avînd frec-

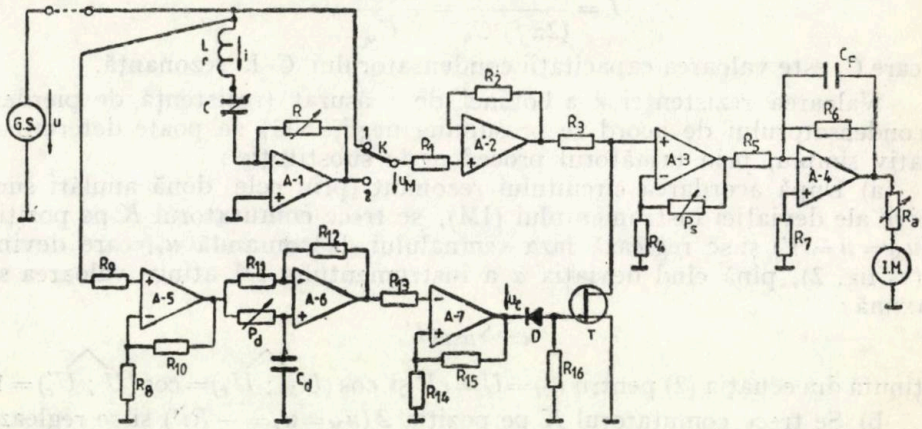


Fig. 3

vența fixă (de ex.: $f = 10$ kHz, $C = 0...1{,}1111\mu$F, $L = 0{,}25$ mH...2,5 H), sau reglabilă în trepte. Cuplajul generatorului GS cu circuitul rezonant al Q-metrului se efectuează printr-un transformator coborîtor de tensiune (nefigurat pe schemă) care asigură treptele de tensiune necesare, avînd totodată impedanța secundarului practic neglijabilă. Valorile și numărul treptelor tensiunii U sînt impuse de limitele intervalului de variație a rezistenței r a circuitului rezonant și de tipul convertorului de curent—tensiune disponibil (de curentul maxim suportat de acesta).

Detectarea rezonanței în circuitul r, L, C se efectuează prin controlul concordanței fazelor semnalelor $\underline{U}$ și $\underline{I}$ din acest circuit, în două etape, cu ajutorul unui detector—amplificator sensibil la fază (DASF), cu factorul de amplificare reglabil, de concepție proprie [3], obținut prin asocierea amplificatorului operațional neinversor A-3 cu tranzistorul T. Semnalul sinusoidal de măsurat u_M este aplicat la intrarea neinversoare a DASF prin intermediul repetorului A-2 ($I_M \ll I$).

Comanda DASF este efectuată de semnalul dreptunghiular u_c obținut la ieșirea triggerului Schmitt construit cu amplificatorul operațional A-7 [7] și aplicat pe grila tranzistorului T, prin intermediul diodei D.

Semnalul de comandă al triggerului Schmitt este preluat de la ieşirea unui defazor electronic, reglabil, realizat cu amplificatorul operaţional A-6. Prin intermediul amplificatorului operaţional neinversor A-5, avînd rezistenţa de intrare foarte mare ($I_d \ll I$), la intrarea defazorului A-6 se aplică un semnal sinusoidal simfazic cu tensiunea $\underline{U}$ de la bornele circuitului rezonant. Acest defazor permite reglarea continuă, în limitele [0,180°], cu ajutorul potenţiometrului liniar P_d, a fazei semnalului dreptunghiular u_c care comandă DASF.

Semnalul de ieşire al DASF, simplu redresat, este aplicat, prin intermediul filtrului operaţional A-4 [6], instrumentului magnetoelectric IM, înseriat cu rezistenţa adiţională R_a. Deviaţia instrumentului IM are expresia [3]:

$$\alpha = S_I \frac{U_M}{2K_f R_{at}} K_A K_a \cos(\widehat{\underline{U}_M ; \underline{U}_c}), \tag{8}$$

în care: S_I reprezintă sensibilitatea la curent a instrumentului IM; $K_f = 1{,}11$ — factorul de formă al semnalului sinusoidal u_M; R_{At} — rezistenţa totală a circuitului de măsurare al DSF; $K_A \approx 1 + P_s/R_4$ — factorul de amplificare al DASF; $K_a \approx R_6/R_5$ — factorul de amplificare al filtrului operaţional A-4.

Toate circuitele componente din schema practică a Q-metrului au o bornă comună (masa schemei), existînd posibilitatea ecranării.

Încercările efectuate cu un model experimental, susceptibil de îmbunătăţiri, (construit şi) verificat prin măsurarea inductanţelor L în gama 0,25 mH...10 H şi a rezistenţelor r în gama 1 Ω...10 kΩ, au confirmat concluziile rezultate în paragraful anterior. Alimentarea circuitului de măsurare al Q-metrului s-a efectuat de la un generator de semnal sinusoidal de tipul TRO161, prevăzut cu transformator coborîtor de adaptare; s-a lucrat la $f = 1$ kHz; 10 kHz şi $U = 0{,}1$ V; 1 V. Pentru acordul circuitului rezonant s-a utilizat o cutie de capacităţi, în decade (0...1,1111 μF), de tip INMB, în clasa de precizie 0,1. La realizarea circuitelor detectorului de rezonanţă s-au utilizat amplificatoare operaţionale de tipul β715; evident, pentru creşterea performanţelor, în special la variaţii mari ale temperaturii, unele circuite din componenţa Q-metrului (filtrul operaţional şi DASF) necesită amplificatoare operaţionale de precizie (ROB115 de exemplu).

Valorile rezistenţelor şi condensatoarelor din schema încercată experimental sînt următoarele: R_1, $R_2 = 33$ kΩ; R_3, $R_9 = 9$ kΩ; R_4, R_5, R_8, R_{11}, $R_{12} = 10$ kΩ; $R_6 = 20$ kΩ; $R_7 = 6{,}8$ kΩ; $R_{10} = 91$ kΩ; $R_{13} = 4{,}3$ kΩ; $R_{14} = 5{,}1$ kΩ; $R_{15} = 51$ kΩ; $R_{16} = 68$ kΩ; P_s şi P_d — potenţiometre liniare de cîte 100kΩ; R — cutie de rezistenţe în decade (0...11,111 kΩ), tip INMB, în clasa de precizie 0,1; $C_d = 0{,}1$ μF; $C_F = 1$ μF. Reglajul sensibilităţii DASF se efectuează cu ajutorul potenţiometrului P_s($K_a = 1...11$) şi a rezistenţei adiţionale R_n. Drept indicator de nul, (IM), s-a utilizat un microampermetru magnetoelectric de ±50 μA.

În condiţiile menţionate, erorile Q-metrului sînt sub 1%, în cazul măsurării parametrilor bobinelor liniare şi practic egale cu erorile de construcţie ale condensatorului de acord, în cazul măsurării capacităţilor (prin metoda dublului acord).

4. Concluzii

Q-metrul propus și studiat este destinat măsurării parametrilor bobinelor și condensatoarelor liniare, cu factori de calitate reduși ($Q < 10$). în gama frecvențelor audio.

Întrucît, în cazul acestui aparat, detectarea rezonanței electrice se efectuează printr-un procedeu de zero, de mare sensibilitate, performanțele sale sînt comparabile cu cele realizate de punțile de curent alternativ, echilibrate, în domeniul frecvențelor audio, fiind superior acestora prin eliminarea convergenței.

Comparativ cu Q-metrele clasice, posibil de utilizat numai în cazul măsurării elementelor de circuit avînd factori de calitate $Q > 10$. la frecvențe ridicate ($f > 50$ kHz) [6], aparatul propus asigură performanțe superioare (erori mai mici, sensibilitate ridicată și la factori de calitate $Q < 10$ etc.) rezultate, în principal, din modul de detectare a rezonanței (metodă de zero).

Ținînd cont de stadiul actual și în special de evoluția rapidă a tehnologiei circuitelor integrate, schema bloc din fig. 1 oferă posibilitatea construirii unor variante de Q-metre cu caracteristici metrologice remarcabile.

Primită la 10 ianuarie 1984

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică, măsurări și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Crețu A., Bărbulescu D., *Asupra utilizării redresoarelor sensibile la fază la măsurarea parametrilor bobinelor și condensatoarelor liniare prin metode de rezonanță* Metrol. apl., **XXVII**, *1*, 55 – 58 (1980).
2. Bărbulescu D., Crețu A., *Aparat pentru măsurarea parametrilor bobinelor și condensatoarelor liniare.* Brevet R.S.R., nr. *76 558*, 1981.
3. Crețu A., *Noi scheme de detectoare sincrone cu aplicații în tehnica măsurărilor electrice.* Simpozionul de tehnologie electronică și fiabilitate, Iași, 1–3 dec. 1983. I, 401–408.
4. Crețu A., *Metodă și aparat pentru detectarea rezonanței în circuitele electrice.* Brevet R.S.R., nr. *87 119*, 1983
5. Crețu A., *Aparat pentru măsurarea parametrilor bobinelor și condensatoarelor liniare (RLC-metru).* Bul. Inst. polit. Iași, **XXVII (XXXII)**, *1 – 2*, s. III, 43 – 52 (1981).
6. Millea A., *Măsurări electrice. Principii și metode.* Ed. Tehn., Buc., 1980.
7. Mitrofan Gh. I., *Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă.* Ed. Tehn., Buc., 1980.
8. Bulucea C., Vais M., Profeta H., *Circuite integrate liniare.* Ed. Tehn., Buc., 1976.

Q-MÈTRE

(Résumé)

Le Q-mètre proposé et étudié dans cette Note est destiné à la mesure des paramètres des bobines et des condensateurs linéaires, ayant des petits facteurs de qualité ($Q < 10$), dans le domaine des fréquences audio et basses.

Le fonctionnement de l'appareil est basé sur la détection de la résonance dans les circuits linéaires de courant alternatif à l'aide des redresseurs sensibles à la phase, associés aux dispositifs magnétoélectriques, fonctionnant en tant qu'indicateurs de zéro. Utilisant dans la construction de l'appareil un redresseur électronique, sensible à la phase, conçu par l'un des auteurs (A.C.) on a obtenu des performances comparables à ceux realisées par les ponts de c.a. équilibrés, en audiofréquence.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.314.22 4

ASUPRA UNOR POSIBILITĂŢI NOI DE COMPENSARE AUTOMATĂ A ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE CURENT

DE

ELENA CREŢU, ADRIAN CREŢU şi M. LUCANU

1. Introducere

În prezenta lucrare, continuîndu-se cercetări anterioare [1], [2], se studiază, teoretic şi experimental, noi posibilităţi de compensare automată a erorilor transformatoarelor de curent.

Schemele studiate în cele ce urmează, păstrînd integral calităţile celor propuse în [1] şi [2], asigură în plus izolarea galvanică a impedanţei de sarcină a transformatorului de curent în raport cu circuitul de ieşire al amplificatorului electronic utilizat pentru compensare, cu toate avantajele care decurg din aceasta : eliminarea efectului nedorit al derivei de zero a amplificatorului asupra erorilor transformatorului, posibilitatea utilizării unor amplificatoare operaţionale mai puţin precise, deci cu preţ de cost mai redus etc.

2. Scheme funcţionale

O primă posibilitate de conectare a dispozitivului de compensare automată, alcătuit dintr-un amplificator electronic AE, de mică putere, asociat cu un transformator de curent auxiliar TA, avînd acelaşi raport de transformare ca şi transformatorul de curent TI de compensat, astfel încît impedanţa de sarcină Z_s să fie izolată galvanic în raport cu circuitul de ieşire al amplificatorului AE, este prezentată în fig. 1.

Tensiunea de corecţie u_α furnizată de amplificatorul AE cînd la intrarea sa se aplică un semnal proporţional cu fluxul din miezul transformatorului TI este aplicată direct primarului N_{1A} al transformatorului auxiliar TA. De fapt, cuplarea amplificatorului electronic AE determină diminuarea (practic anularea) fluxului magnetic din miezul transformatorului indicator TI şi creşterea corespunzătoare a celui din miezul transformatorului TA care, împreună cu amplificatorul AE, furnizează întreaga putere necesară sarcinii Z_s. Drept urmare, pentru

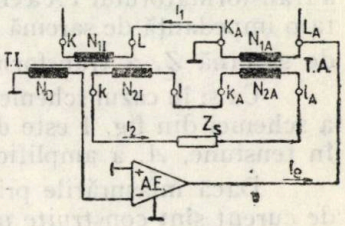


Fig. 1

transformatorul indicator TI este îndeplinită condiţia de funcţionare cu erori minime : $N_1 i_1 \approx N_2 i_2$.

Eroarea complexă $\varepsilon_\alpha + j\delta_\alpha$ a transformatorului de curent TI, astfel compensat, se obţine pe baza soluţionării sistemului rezultat în urma scrierii ecuaţiilor de solenaţii ale celor două transformatoare, TI şi TA şi din aplicarea ecuaţiei de tensiuni a lui K i r c h h o f f circuitului secundar al transformatoarelor TI şi TA şi circuitului de ieşire al amplificatorului electronic AE, respectiv :

$$(1)\quad \begin{cases} \underline{I}_1 = \underline{I}'_{10I} + \underline{I}_2, \quad \underline{I}_1 = \underline{I}'_{10A} + \underline{I}_2 - \underline{I}'_e, \\ \underline{Z}'_{0I}\underline{I}'_{10I} + \underline{Z}'_{0A}\underline{I}'_{10A} = \underline{Z}_{2t}\underline{I}_2, \quad \underline{Z}'_{0A}\underline{I}'_{10A} - A\dfrac{N_D}{N_{1I}}\underline{Z}'_{0I}\underline{I}'_{10I} = \underline{Z}'_{1A}(\underline{I}'_1 + \underline{I}'_e), \end{cases}$$

în care : $\underline{I}_2$ reprezintă curentul secundar ; $\underline{I}'_1 = -\underline{I}_1/k$ — curentul primar, raportat la secundar, $k = N_{2I}/N_{1I} = N_{2A}/N_{1A}$ fiind raportul nominal de transformare al celor două transformatoare ; $\underline{I}'_{10I} = -\underline{I}_{10I}/k$; $\underline{I}'_{10A} = -\underline{I}_{10A}/k$ — curenţii de funcţionare în gol, raportaţi la secundar, ai transformatorului indicator TI şi, respectiv, transformatorului auxiliar TA ; $\underline{I}'_e = -\underline{I}_e/k$ — curentul de ieşire, raportat la secundar, al amplificatorului electronic de corecţie ; $\underline{Z}'_{0I} = k^2\underline{Z}_{0I}$; $\underline{Z}'_{0A} = k^2\underline{Z}_{0A}$ — impedanţele ramurilor de magnetizare, raportate la secundar, ale transformatorului indicator şi, respectiv, auxiliar ; $\underline{Z}'_{1A} = k^2\underline{Z}_{1A}$ impedanţa înfăşurării primare, raportată la secundar, a transformatorului auxiliar ; $\underline{Z}_{2t} = \underline{Z}_{2I} + \underline{Z}_{2A} + \underline{Z}_s$ — impedanţa totală a circuitului secundar, $\underline{Z}_{2I}$, $\underline{Z}_{2A}$ reprezentînd impedanţele înfăşurărilor secundare ale transformatoarelor indicator şi, respectiv, auxiliar, iar $\underline{Z}_s$ — impedanţa sarcinii ; $-A\dfrac{N_D}{N_{1I}}\underline{Z}'_{0I}\underline{I}'_{10I} = -k\underline{A}\underline{E}_D = -k\underline{U}_\alpha = \underline{U}'_\alpha$ — tensiunea de corecţie obţinută la ieşirea amplificatorului electronic AE, A fiind amplificarea în tensiune a acestuia iar E_D — t.e.m. indusă în înfăşurarea de detecţie N_D.

Rezultă în final :

$$(2)\quad \varepsilon_\alpha + j\delta_\alpha \approx -\frac{\underline{Z}_{2t} - \underline{Z}'_{1A}}{\left(1 + A\dfrac{N_D}{N_{1I}}\right)\underline{Z}'_{0I}}.$$

Se constată că eroarea complexă are aceeaşi valoare ca şi în cazul în care ieşirea amplificatorului electronic ar fi conectată pe o înfăşurare separată a transformatorului TA avînd $N_C = N_{1I}$ spire, iar circuitul secundar ar alimenta o impedanţă de sarcină $\underline{Z}_{s\alpha} = \underline{Z}_s - \underline{Z}'_{1A}$, mai mică cu $\underline{Z}'_{1A}$ decît impedanţa de sarcină $\underline{Z}_s$ a transformatorului compensat.

Ca şi în cazul schemelor propuse în [1]...[4], eficacitatea de compensare a schemei din fig. 1 este determinată, în principal, de valoarea amplificării în tensiune, A, a amplificatorului AE utilizat.

Dacă înfăşurările primare N_{1I} şi N_{1A} ale celor două transformatoare de curent sînt construite prin înserierea mai multor secţiuni, este avantajos ca la modificarea raportului lor de transformare, k, ieşirea amplificatorului

AE să rămînă conectată pe numărul total de spire ale primarului transformatorului auxiliar TA. Se asigură astfel o intensitate minimă a curentului I_e debitat de amplificatorul de corecție AE, pentru toate valorile posibile ale raportului k.

Cu ajutorul schemei date în fig. 1 pot fi compensate numai erorile transformatoarelor de curent prevăzute cu înfășurări de detecție N_D. Acest neajuns este înlăturat în cazul schemei reprezentate în fig. 2.

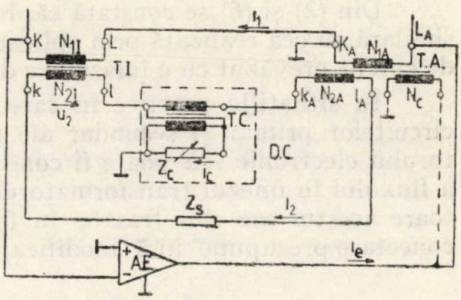


Fig. 2

Într-adevăr, în situațiile practice în care este permisă existența unui punct comun (masa schemei) între circuitele primar și secundar ale transformatorului TI, rolul înfășurării de detecție N_D poate fi preluat chiar de înfășurarea sa secundară N_{2I}. În acest caz, ca și în [1], transformatorul TI poate fi compensat „din exterior", fără nici o modificare constructivă, asigurîndu-se în plus izolarea galvanică a impedanței sale de sarcină Z_s de circuitul de ieșire al amplificatorului AE.

Se mai remarcă faptul că nici transformatorul auxiliar TA, cu același raport de transformare ca și TI, nu necesită modificări constructive.

Dispozitivul de corecție DC, alcătuit dintr-un transformator ridicător de tensiune TC și o impedanță reglabilă Z_C, furnizează la ieșire o tensiune $\underline{Z}_c\underline{I}_c$ egală cu căderea de tensiune $\underline{Z}_2\underline{I}_2$ pe impedanța Z_2 a înfășurării secundare a transformatorului TI. Drept urmare, la intrarea amplificatorului electronic AE se aplică chiar t.e.m. $\underline{E}_2$ indusă în înfășurarea secundară a transformatorului TI, respectiv :

$$\underline{E}_2=\underline{U}_2+\underline{Z}_c\underline{I}_c=\underline{U}_2+\underline{Z}_2\underline{I}_2=\underline{Z}'_{0I}\underline{I}'_{1OI}, \tag{3}$$

în care $\underline{U}_2$ reprezintă tensiunea obținută la bornele secundarului transformatorului TI.

Tensiunea de corecție $\underline{U}'_\alpha$, raportată la secundar, furnizată de amplificatorul AE primarului transformatorului auxiliar TA, are expresia :

$$\underline{U}'_\alpha=\frac{N_{2I}}{N_{1I}}\underline{A}\underline{Z}'_{0I}\underline{I}'_{1OI}. \tag{4}$$

Ecuația de tensiuni a circuitului de ieșire al amplificatorului AE devine :

$$\underline{Z}'_{0A}\underline{I}'_{1OA}-\underline{A}\frac{N_{2I}}{N_{1I}}\underline{Z}'_{0I}\underline{I}'_{1OI}=\underline{Z}'_{1A}(\underline{I}'_1+\underline{I}'_e). \tag{5}$$

Eroarea complexă a transformatorului de curent TI, compensat cu ajutorul schemei din fig. 2, se obține prin soluționarea sistemului de ecuații (1), în care ultima ecuație se substituie prin (5). Rezultă în final :

$$\varepsilon_\alpha+j\delta_\alpha\approx-\frac{\underline{Z}_{2t}-\underline{Z}'_{1A}}{(1+\underline{A}N_{2I}/N_{1I})\underline{Z}'_{0I}}. \tag{6}$$

Din (2) și (6) se constată că, în acest caz, eficacitatea compensării este similară cu cea realizată prin aplicarea schemei din fig. 1 unui transformator de curent prevăzut cu o înfășurare de detecție avînd $N_D = N_{2I}$ spire.

În situațiile practice în care se impune totuși izolarea galvanică a circuitelor primar și secundar ale transformatorului TI, ieșirea amplificatorului electronic AE poate fi conectată pe o înfășurare N_C de concentrare a fluxului în miezul transformatorului auxiliar TA (conexiunile corespunzătoare acestui caz sînt trasate în fig. 2 cu linie întreruptă). Acest mod de conectare presupune însă modificarea constructivă a transformatorului TA.

3. Încercări și rezultate experimentale

Experimental s-a studiat compensarea „din exterior" a erorilor unui transformator de curent NORMA, cu clasa de precizie $c=0{,}2$, puterea aparentă nominală $S_n=5$ VA, curentul secundar nominal $I_{2n}=5$ A și rapoartele de transformare $k=2$; 5 ; 10.

Erorile acestui transformator necompensat, pentru raportul de transformare $k=2$ și impedanța de sarcină $Z_s=Z_{sn}=0{,}2\ \Omega$, indicate în tabelul 1, au valori sub 2 000 ppm. La creșterea impedanței de sarcină la valoarea $Z_s=5\,Z_{sn}=1\ \Omega$, erorile sale devin atît de mari ($\varepsilon_i>1{,}11\%$, $\delta_i>1{,}1'$, $\sqrt{\varepsilon_i^2+\delta_i^2}>11\,594{,}4$ ppm) încît nu pot fi măsurate cu instalația pentru etalonarea transformatoarelor de curent tip IATE 1.001—INMB.

Transformatorul auxiliar TA conține trei înfășurări, bobinate uniform pe un miez toroidal, executat din tablă laminată la rece tip M 6X, de 0,5 mm. Dimensiunile miezului sînt : $D_{ext}=8$ cm ; $D_{int}=6$ cm ; $h=3$ cm. Înfășurările primară, secundară și de concentrare a fluxului, executate din conductor de cupru emailat cu diametrul $d_1=1{,}8$ mm, $d_2=1{,}2$ mm și, respectiv, $d_c=0{,}3$ mm, au pentru un raport de transformare $k=2$, $N_{1A}=45$ spire, $N_{2A}=90$ spire, $N_c=90$ spire.

Miezul toroidal al transformatorului TC, din dispozitivul corector DC, executat din bandă de tablă laminată la rece M 5, are dimensiunile : $D_{ext}=8$ cm ; $D_{int}=6$ cm ; $h=1{,}5$ cm. Înfășurările sale, primară și secundară, executate din conductor de cupru emailat cu diametrul $d_1=1{,}2$ mm, și, respectiv, $d_2=0{,}6$ mm, conțin $N_{1C}=15$ spire și, respectiv, $N_{2C}=170$ spire. Impedanța Z_c este, de fapt, o rezistență reglabilă care, în acest caz, are valoarea $0{,}7\ \Omega$.

S-au redeterminat erorile transformatorului de curent NORMA, compensat după procedeul indicat în fig. 2. Ieșirea amplificatorului electronic AE a fost conectată pe rînd la bornele înfășurărilor N_{1A} și N_C. În ambele cazuri erorile transformatorului, indicate în tabelul 2, au valori sub 10 ppm, atît pentru $Z_s=Z_{sn}=0{,}2\ \Omega$ cît și pentru $Z_s=5\,Z_{sn}=1\ \Omega$.

Deci, coeficientul de compensare $C=\sqrt{\varepsilon_i^2+\delta_i^2}/\sqrt{\varepsilon_{i\alpha}^2+\delta_{i\alpha}^2}>10^2$ pentru $Z_s=Z_{sn}$ și $C>10^3$ pentru $Z_s=5\,Z_{sn}$, crește cu mărirea impedanței de sarcină.

În final s-au determinat erorile unui transformator de curent TI care, avînd aceiași parametri constructivi ca și transformatorul NORMA, conține în plus o înfășurare de detecție cu $N_D=N_{2I}=70$ spire, din conductor de cupru emailat, cu diametrul $d=0{,}3$ mm.

Erorile acestui transformator, compensat prin procedeul din fig. 1, sînt de asemenea mai mici decît 10 ppm.

Tabelul 1

$Z_s = Z_{sn} = 0{,}2\ \Omega$; $f = 50$ Hz ; $\cos \varphi_s = 1$

I_2 / I_{2n}	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2
ε_i, [%]	−0,0864	−0,0872	−0,0844	−0,081	−0,0782	−0,078
δ_i, [']	+5,35	+3,7	+3,09	+2,5	+2,24	+2.14
$\sqrt{\varepsilon_i^2 + \delta_i^2}$, [ppm]	1 779,11	1 384,65	1 232,65	1 088,23	1 017,61	997,7

Tabelul 2

$Z_s = Z_{sn} \ldots 5 Z_{sn}$; $f = 50$ Hz ; $\cos \varphi_s = 1$.

I_2 / I_{2n}	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2
$\varepsilon_{i\alpha}$, [%]	−0,0001	−0,0003	−0,0005	−0,0006	−0,0006	−0,0007
$\delta_{i\alpha}$, [']	−0,03	−0,01	−0,01	−0,01	+0,01	+0,01
$\sqrt{\varepsilon_{i\alpha}^2 + \delta_{i\alpha}^2}$, [ppm]	8,78	4,17	5,78	6,66	6,66	7,57

4. Concluzii

1. Se studiază, teoretic şi experimental, noi scheme destinate compensării automate a erorilor transformatoarelor de curent.

2. Schemele propuse se remarcă prin următoarele calităţi :

a) permit compensarea „din exterior" a erorilor transformatoarelor de curent, utilizînd în acest scop transformatoare de curent auxiliare (de asemenea, de regulă, fără modificări constructive) asociate cu amplificatoare electronice de mică putere ;

b) asigură izolarea galvanică a impedanţei de sarcină a transformatorului compensat în raport cu circuitul de ieşire al amplificatorului electronic, ceea ce conduce la eliminarea efectului nedorit al derivei de zero a acestuia asupra erorilor transformatorului, precum şi la reducerea restricţiilor impuse de obicei amplificatoarelor utilizate în astfel de scheme.

3. Valorile erorilor transformatoarelor de curent compensate prin procedeele studiate în prezenta lucrare se menţin mai mici decît 10 ppm într-un domeniu larg de variaţie a sarcinii.

Primită la 12 noiembrie 1984

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică, măsurări şi maşini electrice
şi
Catedra de electronică şi calculatoare

BIBLIOGRAFIE

1. Creţu E., Creţu A., *Dispozitiv pentru compensarea automată a erorilor transformatoarelor de curent*. Brevet de invenţie RSR, nr. *82 129*, 1982.
2. Creţu A., Creţu E., *Cercetări referitoare la compensarea automată a erorilor transformatoarelor de curent prin utilizarea unui amplificator electronic de putere mică asociat cu un transformator auxiliar*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XX(XXIV)**, *3 — 4*, s. III, 59 — 67 (1974)
3. Friedl R., *Stromwandler mit elektronischer Fehlerkompensation*. Meßtechnik, 76, 241—250 (1968).
4. Peterson O., *A Self Balancing Current Comparator*. IEEE Trans., IM-15, *1 — 2*, 62—71 (1966).

CONSIDERATIONS ON NEW ELECTRONIC COMPENSATION PROCEDURES OF CURRENT TRANSFORMER ERRORS

(Summary)

A new electronic compensation scheme of current transformer errors has been studied theoretically and experimentally. The proposed scheme have the following qualities:

a) The method can be applied without constructional change of compensated current transformer.

b) The electronic amplifier output is isolated from the load impedance circuit.

On an experimental device at the power frequency, errors below 10 ppm have been obtained both for nominal load impedance as well as for a multiple of it.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.318.52

L'INFLUENCE DE LA POSITION DE FONCTIONNEMENT SUR LES VALEURS DU FACTEUR DE RETOUR DES RELAIS ÉLECTROMAGNÉTIQUES À COURANT CONTINU

PAR
EUGEN HNATIUC

1. Introduction

Les performances des relais électromagnetiques peuvent être appréciées, entre autres, par les valeurs du facteur de retour [4] :

$$K_r = \frac{X_r}{X_a}, \tag{1}$$

où X_r, X_a représentent les valeurs de la mesure d'entrée du relais correspondants „au retour" respectivement „à l'action". La qualité de ces relais augmente si les valeurs de K_r s'approchent de l'unité. La mesure d'entrée peut être considérée soit la tension d'alimentation de la bobine du relais (U), soit le courant du circuit de la bobine (I).

Pour évaluer les valeurs du facteur de retour et l'influence de certains facteurs, on considère les relais électromagnétiques de courant continu,

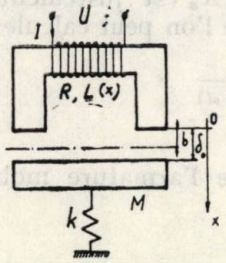


Fig. 1

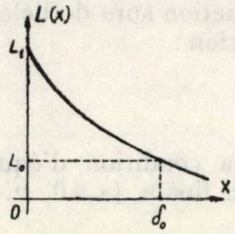


Fig. 2

(Fig. 1) comme des systèmes électromécaniques de conversion de l'énergie ayant deux degrés de liberté, dont le fonctionnement est décrit par le système d'équations différentielles non-linéaires de la forme [1], [3] :

$$\begin{cases} M\ddot{x}(t) + k[x(t) - b] + \dfrac{\psi^2(t)}{2L'} = Mg, \\ \dot{\psi}(t) + \dfrac{R}{L'}[x(t) + a]\psi(t) = U, \end{cases} \tag{2}$$

dans laquelle $x(t)$ est la position de l'armature mobile de l'électro-aimant, $\psi(t)$—le flux magnétique total du noyau magnétique, M—la masse de l'armature mobile, k—la constante élastique du ressort dont la force est nulle pour $x=b$, R—la résistance électrique du circuit de la bobine, U—la tension de la source, L' et a—des constantes dont la signification résulte de la relation:

$$L(x)=\frac{L'}{x(t)+a},\quad L(\delta_0)=L_0,\ L(0)=L_1. \tag{3}$$

La dépendance entre les valeurs de l'inductivité de la bobine de l'électro-aimant et les valeurs de l'entrefer, $L(x)$, est représentée dans la Fig. 2.

Si la position initiale de l'armature mobile, $x=\delta_0$, correspond à l'équilibre mécanique (v. rel. (2_1)) ;

$$k(\delta_0-b)=Mg,\quad \delta_0=\frac{Mg}{k}+b>b, \tag{4}$$

son mouvement commence immédiatement après l'alimentation du circuit de la bobine. Donc, on peut dire que l'électro-aimant fonctionne avec un flux de départ de valeur nulle (F.D.N.).

Au contraire, si la position initiale de l'armature mobile ne correspond pas à l'équilibre mécanique, le relais fonctionne avec un flux de départ non nul.

Dans ce qui suit on va étudier seulement des relais électromagnétiques de courant continu avec F.D.N.

2. Le facteur de retour pour des relais électromagnétiques de courant continu avec F.D.N.

Si l'on considère comme mesure d'entrée la tension d'alimentation du circuit de la bobine de ces relais, la valeur X_a est justement la tension pour l'action sûre de l'électro-aimant [3], que l'on peut calculer à l'aide de la relation :

$$U_a=\frac{R}{L_0}\sqrt{\frac{8kL'(\delta_0+a)}{27}}. \tag{5}$$

La condition d'équilibre mécanique de l'armature mobile pour la position finale, ($x=0$, v. rel. (2_1)) est :

$$-kb+\frac{\psi_r^2}{2L'}=Mg, \tag{6}$$

ainsi que pour le flux magnétique de retour résulte :

$$\psi_r=\sqrt{2L'(Mg+kb)}. \tag{7}$$

Compte tenu de la relation (4) on peut calculer la tension de retour :

$$U_r=\frac{\psi_r}{L_1}R=\frac{R}{L_1}\sqrt{2L'k\delta_0}. \tag{8}$$

Ainsi, à l'aide des relations (1), (5) et (8), l'expression du facteur de retour pour le relais de la fig. 1 devient finalement :

$$K_r = \frac{3L_0}{2L_1}\sqrt{\frac{3\delta_0}{\delta_0 + a}}. \tag{9}$$

Signalons que le fonctionnement des relais électromagnétiques de courant continu peut avoir lieu avec F.D.N. dans la position indiquée dans la Fig. 1 et aussi dans l'une des positions représentées dans les Fig. 3 et 4.

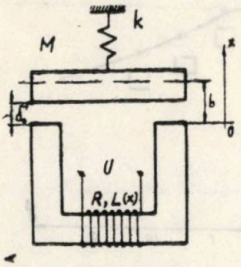


Fig. 3

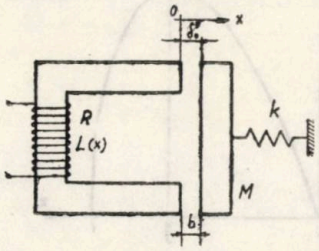


Fig. 4

Par rapport à la position de fonctionnement indiquée dans la Fig. 3, la condition d'équilibre mécanique de l'armature mobile pour la valeur initiale de l'entrefer, $(y = \delta_0)$, est donée par :

$$k(b - \delta_0') = Mg, \quad \delta_0' = b - \frac{Mg}{k} < b. \tag{10}$$

Donc, le flux magnétique de retour, ψ_r, est :

$$\psi_r = \sqrt{2L'k\delta_0'}, \tag{11}$$

et, compte tenu des relations (1), (5), (8) et (11), l'expression du facteur de retour de ce relais (v. la Fig. 3) devient :

$$K_r = \frac{3L_0}{2L_1}\sqrt{\frac{3\delta_0'}{\delta_0' + a}}, \tag{12}$$

tout-à-fait identique avec celle indiqué par la relation (9).

Il est intéressant à relever que l'expression du facteur de retour reste la même pour la situation présentée dans la Fig. 4. Si on néglige les pertes d'énergie par friction, pour F.D.N., la valeur initiale de l'entrefer de l'électro-aimant devient :

$$\delta_0'' = b. \tag{13}$$

On peut dire que quelle que soit la position de fonctionnement du relais, l'expression du facteur de retour reste la même, (v. rel. (9) ou (12)).

3. Les facteurs dont dépendent les valeurs du coefficient de retour des relais electromagnétiques de courant continu avec F.D.N.

En tenant compte de relations (3), on peut écrire les expressions (9) ou (12) du facteur de retour, K_r, en mettant en évidence soit le rapport des inductivités de la bobine pour les positions extrêmes, L_0/L_1, résultant :

(14) $$K_r = \frac{3}{2}\sqrt{3x^2(1-x)}, \quad x = L_0/L_1, \quad 0 \leqslant x \leqslant 1,$$

soit l'entrefer de l'électro-aimant, δ_0, obtenant :

(15) $$K_r = \frac{3}{2}\sqrt{\frac{3y}{(y+1)^3}}, \quad y = \frac{\delta_0}{a}, \quad y \geqslant 0.$$

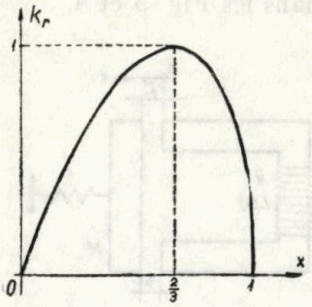


Fig. 5

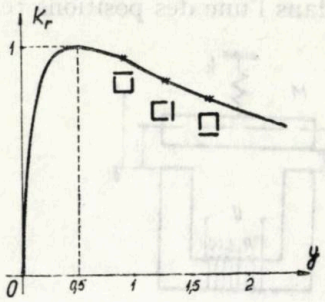


Fig. 6

Les courbes qui correspondent aux relations (14) et (15), présentées dans les Fig. 5 et 6, indiquent les valeurs optimales du rapport x, à savoir:

(16) $$x = -\frac{2}{3}, \quad L_1 = \frac{3}{2}L_0,$$

c'est-à-dire de l'entrefer initial, δ_0 :

(17) $$\delta_0 = 0{,}5\ a,$$

valeurs pour lesquelles le facteur de retour devient maximum ($K_r = 1$).

Il est à mentionner que les valeurs optimales L_1 et δ_0 obtenues ci-dessus du point de vue du facteur de retour sont différentes de celles que correspondent au régime transitoire de l'action [1] :

(18) $$L_1 = 3L_0, \quad \delta_0 = 2a.$$

Afin de calculer ces relais électromagnétiques il faut accepter un compromis raisonnable de ces deux exigences d'optimum.

Vu que le maximum des valeurs du facteur de retour résulte pour des faibles valeurs de l'entrefer initial, pratiquement difficile d'accepter du point de vue du fonctionnement, par exemple à cause de l'influence de la rémanence magnétique, on peut dire que pour les relais électromagnétiques de courant continu avec F.D.N. l'augmentation des valeurs de l'entrefer initial conduit à la diminution des valeurs du facteur de retour (Fig. 6).

Dans ces conditions, en tenant compte du fait que pour un même électro-aimant, qui fonctionne en différentes positions, la valeur b est invariable, on peut dire que les plus grandes valeurs du facteur de retour correspondent à la situation de la Fig. 3, (v. rel. (10), $\delta_0' < b$), les moyennes à la situation de la Fig. 4, (v. rel. (13), $\delta_0'' = b$) et enfin les plus petites à la situation de la Fig. 1, (v. rel. (4), $\delta_0 > b$).

Donc, même si l'expression du facteur de retour reste la même, ses valeurs dépendent de la position de fonctionnement des relais électromagnétiques de courant continu avec F.D.N., qui modifie les valeurs de l'entrefer initial.

Il est utile à remarquer que ces affirmations sont totalement confirmées par voie expérimentale pour des relais électromagnétiques de courant continu avec F.D.N., dans différentes positions de fonctionnement.

4. Conclusions

1. Considérant les relais électromagnétiques de courant continu avec F.D.N. comme des systèmes électromécaniques de conversion de l'énergie ayant deux degrés de liberté, on obtient l'expression du facteur de retour, qui reste la même quelle que soit sa position de fonctionnement.

2. On détermine l'enfluence du rapport des inductivités de la bobine pour les positions extrêmes et celle de la valeur de l'entrefer initial, sur les valeurs du facteur de retour, en précisant les valeurs optimales (v. rel. (16) et (17)).

3. On montre que les valeurs du facteur de retour dépendent de la position de fonctionnement du relais qui influence les valeurs de l'entrefer initial (v. rel. (4), (10) et (23) ou la Fig. 6).

Reçue le 30 novembre 1984

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergetique

BIBLIOGRAPHIE

1. Hnatiuc E., *The Driving Condition for the Direct Curent Electromagnets*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXVII (XXXI)**, *1 – 2*, t. III (1981).
2. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice*. Ed. Tehn., Buc., 1973.
3. Hnatiuc E., Leonte P., Baraboi A., *Stabilirea condiţiei de acţionare sigură a electromagneţilor de curent continuu cu flux de pornire nul şi resort antagonist*. Conf. Nationale d'Électrotechnique et Électroénergétique, Timişoara, 17 – 18 sept. 1983, **3**, 111 – 117.
4. Leonte P., Hnatiuc E., Baraboi A., *Aparate electrice*. Vol. I, Inst., polit., Iaşi, 1981,

INFLUENŢA POZIŢIEI DE FUNCŢIONARE ASUPRA VALORILOR FACTORULUI DE REVENIRE LA RELEELE ELECTROMAGNETICE DE CURENT CONTINUU

(Rezumat)

Se deduce expresia factorului de revenire pentru releele electromagnetice de curent continuu la care poziţia iniţială a armăturii mobile a electromagnetului de acţionare corespunde echilibrului mecanic.

Se analizează modul în care se manifestă influenţa poziţiei de funcţionare a releului asupra valorilor factorului de revenire şi se confirmă experimental concluziile obţinute.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA,
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.017.42

SUR UNE POSSIBILITÉ DE CALCUL DES CONTACTS ÉLECTRIQUES

PAR

ADRIAN BARABOI

1. Les contacts électriques parcourus par des courants représentent, grâce à la résistance supplémentaire par laquelle ceux-ci se caractérisent, des sources d'énergie thermique pour les voies de courant des appareils de commutation. En régime normal de fonctionnement, les valeurs des températures des zones de contact dépassent, habituellement, par 5°...10°C, les températures enregistrées dans les autres zones des voies de courant. Pendant les régimes de court-circuit, vu que les courants ont des intensités augmentées, la température des contacts électriques atteint rapidement des grandes valeurs et, si l'on dépasse la température de fusion des matériaux, les pièces de contact peuvent se souder. Pour éviter ce défaut il est nécessaire d'évaluer correctement, par des calculs, l'échauffement des contacts ; la construction et le réglage des pièces de contact doivent respecter les résultats des calculs.

Dans cette Note, en vue de la détermination de l'échauffement d'un contact à point en régime de court-circuit, on déduit des relations qui contiennent tous les paramètres du courant de court-circuit et qui peuvent ainsi conférer une précision agrandie au calcul des contacts électriques.

Pour le contact à point on utilise la théorie du modèle de la sphère de résistivité nulle, [1], qui considère que la conduction électrique entre deux pièces métaliques en contact s'établit par l'intermède d'une sphère de rayon a, ayant la résistivité nulle. Conformément à cette hypothèse, les lignes de courant dans la sphère résultent comme radiales et les surfaces, équipotentielles et isothermes, des sphères concentriques.

Ayant en vue que sous l'action des courants de court-circuit le processus de l'échauffement du contact à point peut être considéré adiabatique, à celui-ci on peut attacher une équation différentielle de la forme [2] :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{p}{c}, \quad \theta(0) = \theta_i, \tag{1}$$

où $\theta(t)$ représente la température du contact, p—les pertes spécifiques par effet Joule, c—la chaleur spécifique des matériaux des pièces de contact.

Si l'on considère la résistivité $\rho(\theta)$ et la chaleur spécifique $c(\theta)$ comme des fonctions linéaires, ayant les expressions :

$$\rho(\theta) = \rho_0(1+\alpha_R\theta), \quad c = c_0(1+\beta\theta), \tag{2}$$

ou ρ_0, c_0, α_R, β sont des constantes, les pertes p résultent de la forme :

$$p = \rho_0(1+\alpha_R\theta)j_k^2(t), \tag{3}$$

où :

$$j_k(t)=\frac{i_k(t)}{2\pi a^2} \tag{4}$$

représente la densité de courant, considérée constante sur la sphère de contact ayant le rayon a, $i_k(t)$ étant l'intensite du courant de court-circuit qui parcourt le contact.

Ayant en vue les relations (2)... (4) on peut écrire l'équation différentielle (1) sous la forme :

$$\frac{\rho_0 i_k^2(t)}{4c_0\pi^2a^4}\,dt=\frac{1+\beta\theta}{1+\alpha_R\theta}\,d\theta, \qquad \theta(0)=\theta_i. \tag{5}$$

2. Si l'on intègre l'équation (5) pendant la durée totale, t_k, du processus de court-circuit, on obtient :

$$\sigma(t_k)=\frac{4c_0\pi^2a^4}{\rho_0}\left[\frac{\beta}{\alpha_R}(\theta_k-\theta_i)+\frac{\alpha_R-\beta}{\alpha_R^2}\ln\frac{1+\alpha_R\theta_k}{1+\alpha_R\theta_i}\right], \tag{6}$$

où avec $\sigma(t_k)$ et θ_k on a noté la sollicitation thermique au court-circuit, respectivement la température du contact à la fin du processus :

$$\sigma(t_k)=\int_0^{t_k} i_k^2(t)dt, \quad \theta_k=\theta(t_k). \tag{7}$$

La solicitation thermique au court-circuit peut être évaluée sous la forme :

$$\sigma(t_k)=I_{ke}^2t_k, \tag{8}$$

où I_{ke} est l'intensité constante d'un courant équivalent, ayant pendant la durée t_k, le même effet thermique que le courant réel de court-circuit, $i_k(t)$.

Si les paramètres du courant de court-circuit qui produit l'échauffement d'un contact électrique à point ont des valeurs connues, l'intensité I_{ke} du courant équivalent peut être déterminée à l'aide de la relation [1] :

$$I_{ke}=I_k''\sqrt{m+n}, \tag{9}$$

où $m=m(k_s,t_k)$ et $n=n(I_k''/I_k,t_k)$ sont des coefficients correctifs dont les valeurs sont données par des courbes [1], I_k'', I_k représentent les intensités des courants symétrique initial respectivement permanent de court-circuit k_s — le coefficient de choc et t_k — la durée réelle du processus.

Compte tenu des relations (4), (6), (8), on peut définir la densité équivalente de courant au court-circuit $j_{ke}(\theta_i,\ \theta_k,\ t_k)$, pour laquelle on obtient l'expression :

$$j_{ke}(\theta_i,\ \theta_k,\ t_k)=\sqrt{\frac{c_0}{\rho_0 t_k}\left[\frac{\beta}{\alpha_R}(\theta_k-\theta_i)+\frac{\alpha_R-\beta}{\alpha_R^2}\ln\frac{1+\alpha_R\theta_k}{1+\alpha_R\theta_i}\right]}. \tag{10}$$

Plus encore, pour $\theta_k=\theta_{ad}$ et $t_k=1$ s, de la relation (10) résulte l'expression de la densité équivalente de courant limite thermique, j_{te}, du contact à point:

$$j_{te}=j_{ke}\ (\theta_i,\ \theta_{ad},\ 1), \tag{11}$$

où θ_{ad} représente la température admissible au court-circuit dont les valeurs doivent être plus faibles que la température θ_f, où se produit la fusion du métal des pièces de contact.

À l'aide des relations établies on peut vérifier le fonctionnement en régime de court-circuit d'un contact électrique à point. Ainsi, pour que les pièces de contact ne se soudent pas, il est nécessaire que l'inégalité :

$$I_k'' \sqrt{t_i(m+n)} \geqslant 2\pi a^2 j_{te} \quad (12)$$

soit satisfaite, où I_k'', t_i, m, n sont des paramètres qui caractérisent le processus de court-circuit dont le courant parcourt le contact à point calculé, à son tour caractérisé par la rayon a de la surface circulaire et par la densité équivalente du courant limite thermique j_{te}, ayant l'expression (11).

La rayon a de la surface de contact est donnée par la relation [3] :

$$a = \sqrt{\frac{F_c}{\pi \sigma_p(\theta)}}, \quad (13)$$

où F_c est l'effort de pression sur le contact et $\sigma_p(\theta)$ — le taux de plasticité du métal des pièces de contact.

Si la valeur $\sigma_p(\theta_{ad})$ est connue, compte tenu de (12) et (13), on obtient:

$$F_c \geqslant \frac{\sigma_p(\theta_{ad})\, I_k'' \sqrt{t_i(m+n)}}{2 j_{te}}. \quad (14)$$

À l'aide de la relation (14) on peut vérifier si l'effort de pression sur le contact, F_c, est correctement calculé.

Conclusions

1. En utilisant la théorie du modèle de la sphère de résistivité nulle on établit l'expression (11) de la densité équivalente de courant limite thermique pour un contact électrique à point, parcouru par un courant de court-circuit.

2. On obtient les relations (12), (14), utiles dans les calculs d'échauffement en régime de court-circuit des contacts électriques ; à la différence des relations similaires existantes dans la littérature, [1], [3], les conditions (12), (14), contiennent tous les paramètres du courant de court-circuit qui produit l'échauffement.

Reçue le 7 juillet 1984

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Hortopan Gh., *Aparate electrice*, EDP, Buc., 1980.
2. Suciu I., *Bazele calculului solicitărilor termice ale aparatelor electrice*. Ed. Tehn., Buc., 1980.
3. Чунихин А. А., *Электрические аппараты*. Изд. Энергия, М., 1975.

CU PRIVIRE LA O POSIBILITATE DE CALCUL A CONTACTELOR ELECTRICE

(Rezumat)

Considerînd în calcule solicitarea termică la scurtcircuit, se stabileşte expresia densităţii echivalente de curent limită termic corespunzătoare unui contact electric punctiform ; se obţin relaţii simple de verificare a acestui tip de contact, care, spre deosebire de cele existente, conţin toţi parametrii curentului de scurtcircuit ce produce solicitarea termică.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.0.016.35

GERSCHGORINSCHE KREISE UND DIE KOMPONENTENWEISE STABILISIERUNG

VON

M. VOICU

1. Einführung

1.1. Gerschgorinsche Kreise

Sei $A \overset{\Delta}{=} (a_{ij})_{1 \leqslant i,j \leqslant n}$ eine reele Matrix.

Satz 1 (Gerschgorin). *Jeder Eigenwert der Matrix A befindet sich in wenigstens einem der Kreise*

$$|s - a_{ii}| \leqslant \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} |a_{ij}|, \quad (i = 1, \ldots, n), \tag{1}$$

und eine Menge von q mit den anderen n − q disjunkten Kreisen enthält genau q Eigenwerte, $(1 \leqslant q \leqslant n)$, [1].

Die Kreise (1) ermöglichen die Bestimmung einer Region der Komplexebene, C, worin alle Eigenwerte der Matrix A liegen. Da das Spektrum der Matrix A bei einer Transformation

$$\tilde{A} = P^{-1}AP, \tag{2}$$

wobei P eine $(n \times n)$ reele und nichtsinguläre Matrix ist, unverändert bleibt, kann man bei einer angemessenen Auswahl der Transformationsmatrix P die Eigenwerte der Matrix A genauer lokalisieren. Die dazu einfachste Möglichkeit ist

$$P \overset{\Delta}{=} \operatorname{diag}(\alpha_1, \ldots, \alpha_n), \tag{3}$$

wobei $\alpha_i > 0$, $(i = 1, \ldots, n)$.

Die entsprechenden Gerschgorinschen Kreise, die der A-Matrix assoziiert sind, haben nun die Form

$$|s - a_{ii}| \leqslant \frac{1}{\alpha_i} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} |a_{ij}| \, \alpha_j, \quad (i = 1, \ldots, n). \tag{4}$$

Diese kurz dargelegten Betrachtungen kann man auf ein linearen zeitinvarianten dynamischen System n-ter Ordnung übertragen, das in Form eines Zustandsraummodells

$$\left.\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, \; t \geqslant 0, \; x \in R^n, \; u \in R^m, \quad (5) \\ x(t_0) &\overset{\Delta}{=} x_0, \; t_0 \geqslant 0, \quad (6) \end{aligned}\right\} \quad (S)$$

vorliegen soll, wobei $B \overset{\Delta}{=} (b_{ij})_{1 \leqslant i \leqslant n, 1 \leqslant j \leqslant m}$ eine reele Matrix ist.

Wenn alle Kreise (4) in der linken Halbebene $\mathcal{R}e\, s<0$ der Komplexebene C liegen, läßt sich leicht folgende Behauptung aufstellen

Satz 2. *Ist*

$$-a_{ii} > \frac{1}{\alpha_i} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |\, a_{ij} \,|\, \alpha_j, \quad (i = 1,\ldots,n), \tag{7}$$

so ist das System S asymptotisch stabil.

Sind die Ungleichungen (7) gültig, so existieren $M > 0$ und $\beta > 0$, derart, daß die Ungleichung

$$\| x(t) \| \leqslant M \| x_0 \| e^{-\beta t} \tag{8}$$

für jedes $t \geqslant 0$ gilt, wobei β die von den Ungleichungen (7) bestimmten Bedingung

$$0 < \beta \leqslant \min_i \left(-a_{ii} - \frac{1}{\alpha_i} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |\, a_{ij} \,|\, \alpha_j \right) \tag{9}$$

erfüllen muß.

1.2. Stabilisierungsproblem

Auf Grund des Satzes 2 kann man allerdings auch eine Lösung für das Stabilisierungsproblem finden. Dazu betrachten wir für das System S den Zustrandsregler:

$$u = -Kx, \tag{10}$$

wobei $K \overset{\Delta}{=} (k_{ij})_{1\leqslant i\leqslant m;\ 1\leqslant j\leqslant n}$ eine zeitinvariante reele Matrix ist.

Die Berechnung der K-Matrix ist so auszuführen, daß die Systemmatrix

$$F \overset{\Delta}{=} A - BK = \left(a_{ij} - \sum_{p=1}^{m} b_{ip} k_{pj} \right)_{1\leqslant i,j\leqslant n} \tag{11}$$

des Systems (5), (10) eine Hurwitzsche Matrix ist.

Die Anwendung der Bedingungen (7), die für die F-Matrix die Form

$$-a_{ii} + \sum_{p=1}^{m} b_{ip} k_{pj} > \frac{1}{\alpha_i} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} \left| a_{ij} - \sum_{p=1}^{m} b_{ip} k_{pj} \right| \alpha_j, \ (i=1,\ldots,n), \tag{12}$$

haben, ermöglicht die Bestimmung einer K-Matrix, wenn sie existiert, ohne Vorschrift des Spektrums der F-Matrix.

Es ist offensichtlich, daß die eben erwähnte Möglichkeit zur Lösung des Stabilisierungsproblems auch die Erklärung der Existenz einer Lösung für die Ungleichungen (12) sowie der Rolle der Konstanten α_i, $(i=1,\ldots, n)$, erfordet. Die Kenntnis der dynamischen Bedeutung dieser Konstanten wird sowohl eine sorgfältigere Charakterisierung der freien Antwort des Systems S als auch die Lösung der Ungleichungen (12) nach der Annahme gewisser Werte für α_i, $(i = 1,\ldots, n)$, ermöglichen.

2. Dynamische Bedeutung der α_i-Konstanten

Um die Herleitung unserer Resultate kurzgefaßt darzustellen, gehen wir von folgenden Voraussetzungen aus. Seien v, $w \in R^n$ mit den Komponenten y_i, w_i, $(i=1,\ldots, n)$, und D eine $n \times n$ reele Matrix mit den Elementen d_{ij}, $(i, j=1,\ldots n)$. Mit $|v|$ und $\overline{D}$ bezeichnen wir den Vektor mit den Komponenten $|v_i|$, $(i = 1,\ldots, n)$, bzw. die Matrix mit den Elementen d_{ii} und $|d_{ij}|$, $i \neq j$, $(i, j = 1,\ldots,n)$. Unter $v > w$ $(v \geqslant w)$ verstehen wir die Ungleichungen $v_i > w_i$, $(v_i \geqslant w_i)$, $(i = 1,\ldots,n)$.

Sei

$$\gamma(t) > 0, \quad t \geqslant 0, \tag{13}$$

ein differenzierbarer Velktor n-ter Ordnung, so daß

$$\lim_{t \to \infty} \gamma(t) = 0 \tag{14}$$

ist.

Definition 1. *Das System S nennt sich bzgl. $\gamma(t)$ komponentenweise asymptotisch stabil, wenn seine freie Antwort für jedes $t_0 \geqslant 0$, jedes x_0, mit $|x_0| \leqslant \gamma(t_0)$, die Ungleichung*

$$|x(t)| \leqslant \gamma(t) \text{ für jedes } t \geqslant t_0 \tag{15}$$

erfüllt.

Satz 3. *Damit das System S bzgl. $\gamma(t)$ komponentenweise asymptotisch stabil ist, notwendig und hinreichend, dass die Ungleichung*

$$\dot{\gamma}(t) \geqslant \overline{A}\,\gamma(t) \tag{16}$$

für jedes $t \geqslant 0$ gilt.

Der Beweis wurde in [2] gegeben.

Um die Rolle der in (4) implizierten α_i-Konstanten zu erklären, werden wir nun den Spezialfall

$$\gamma(t) \overset{\Delta}{=} \alpha\, e^{-\beta t}, \qquad t \geqslant 0, \tag{17}$$

betrachten, wobei $\alpha > 0$ ein Vektor mit den Komponenten α_i, $(i = 1,\ldots, n)$, und $\beta > 0$ ein Skalar sind.

Definition 2. *Das System S nennt sich komponentenweise exponential asymptotisch stabil, wenn S bzgl. (17) komponentenweise asymptotisch stabil ist.*

Das heißt, daß es für jedes $t_0 \geqslant 0$, jedes x_0, mit $|x_0| \leqslant \alpha e^{-\beta t_0}$, die Ungleichung

$$|x(t)| \leqslant \alpha e^{-\beta t} \text{ für jedes } t \geqslant t_0 \tag{18}$$

erfüllt ist.

Satz 4. *Damit das System S komponentenweise exponential asymptotisch stabil ist, ist notwendig und hinreichend, dass die Ungleichung (9) gilt.*

Beweis. Ersetzt man (17) in (16) und danach vereinfacht man das Resultat durch $e^{-\beta t}$, so erhält man

$$\overline{A}\alpha \leqslant -\beta\alpha, \tag{19}$$

was zu den folgenden skalaren Ungleichungen

$$(20) \qquad a_{ii}\alpha_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}|\alpha_j \leqslant -\beta\alpha_i, \quad (i=1,\ldots,n),$$

führt.

Es ist offensichtlich, daß das letzte Resultat äquivalent zu (9) ist.

Bemerkung 1. Wenn alle Gerschgorinsche Kreise (4) zur Halbebene $\mathcal{R}e\, s \leqslant -\beta$ gehören, dann gilt (18) für jedes $t_0 \geqslant 0$, jedes x_0, mit $|x_0| \leqslant \leqslant \alpha\, e^{-\beta t_0}$ und umgekehrt.

Bemerkung 2. Die Komponentenweise asymptotische Stabilität ist stärker als die asymptotische Stabilität, weil erstere die letztere impliziert. Die inverse Implikation gilt in allgemeinen nicht. Dies ist klar ersichtlich aus folgender Tatsache: wenn alle Eigenwerte der A-Matrix in der Halbebene $\mathcal{R}e\, s \leqslant -\beta$ liegen und wenigstens einer der Gerschgorinschen Kreise (4) nicht zur Halbebene $\mathcal{R}e\, s \leqslant -\beta$ gehört, so gilt (20) für System S nicht, aber offensichtlich ist S asymptotisch stabil.

Bemerkung 3. Die Komponentenweise asymptotische Stabilität ist eine Eigenschaft der A-Matrixzeilen. Dadurch ist diese Eigenschaft unvermeidlich eine von der Vektorbasis in R^n anbhängige Eigenschaft [2].

3. Komponentenweise Stabilisierung (KS)

Der *Bemerkung 1* gemäß kann man das folgende Problem formulieren:

KS-Problem: Für gegebene $\alpha_i > 0$, $(i = 1,\ldots,n)$, *und* $\beta > 0$ *ist K-Matrix zu bestimmen, so dass das System (5), (10) komponentenweise exponential asymptotisch stabil sei.*

Bemerkung 4. Bekanntlich ist das Stablisierungsproblem eines linearen zeitinvarianten dynamischen Systems ein Problem der Eigenwertsvorgabe in der Halbebene $\mathcal{R}e\, s < 0$. *Das KS-Problem ist der Bemerkung 1 gemäss ein Problem der Vorgabe der Gerschgorinschen Kreise in derselben Halbebene* $\mathcal{R}e\, s < 0$.

Bemerkung 5. Sei $\{\bar{\Gamma} \overset{\Delta}{=} \gamma \mid \dot{\gamma}(t) \geqslant \bar{A}\,\gamma(t), \lim_{t\to\infty} \gamma(t) = 0\}$ die Abelsche Halbgruppe, die von der Ungleichung (16) und der Bedingung (14) erzeugt wird. In [6] wurde es gezeigt, daß $\bar{\Gamma}$ existiert genau dann, wenn $\bar{A}$ eine Hurwitzsche Matrix ist. Infolgendessen wenn das *KS - Problem* eine Lösung hat, dann gibt es eine K-Matrix, die das System S bzgl. $\gamma \in \Gamma$ komponentenweise asymptotisch stabilisiert.

3.1. Lösung des KS-Problems

Die Steuerbarkeit impliziert die Stabilisierbarkeit des Systems S. Diese Behauptung führt der *Bemerkung 2* gemäß zur Folgerung, daß die Steuerbarkeit nicht mehr hinreichend für die komponentenweise Stabiliesierug des Systems S ist. Diese Festellung ist leicht zu prüfen, nähmlich für den Fall, wenn das System S in der kanonischen steuerbaren Form gegeben ist. Für solch ein System gibt es keinen Zustandsregler, der dies komponentenweise stabilisiert.

Um eine konstruktive Existenzbedingung einer Lösung des *KS-Problems* zu formulieren, führen wir die nichtleere Matrizenmenge

$$(21)\quad \mathcal{F}_{\alpha,\beta} \overset{\Delta}{=} \left\{ F \overset{\Delta}{=} (f_{ij})_{1\leqslant i,j\leqslant n},\ f_{ij} \in R \mid 0 < \beta \leqslant \min_i \left(-f_{ii} - \frac{1}{\alpha_i} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |f_{ij}|\ \alpha_j\right)\right\}$$

ein.

Satz 5. *Das System*

$$(22)\quad \dot{x} = Fx,\ x(t_0) = x_0,$$

ist komponentenweise exponential asymptotisch stabil für jede $F \in \mathcal{F}_{\alpha\beta}$.

Dieser Satz läßt sich sofort beweisen, wenn man Satz 4 und Definition (21) berücksichtigt.

Unter diesen Umständen ist das Existenzproblem einer Zustandsreglermatrix K äquivalent zur Existenz einer Lösung der Gleichung

$$(23)\quad BK = A - F \text{ mit } F \in \mathcal{F}_{\alpha\beta}.$$

Sei B^g eine verallgemeinerte Inverse der Matrix B gemäß der Definition

$$(24)\quad BB^gB = B.$$

Satz 6. *Damit eine Zustandsreglermatrix*

$$(25)\quad K = B^g(A - F) + (I_m - B^gB)Z$$

für das KS-Problem existiert, ist notwendig und hinreichend, dass die Konsistenzbedingung

$$(26)\quad (BB^g - I_n)(A - F) = 0 \text{ mit } F \in \mathcal{F}_{\alpha,\beta}$$

gilt.

Dabei sind I_m und I_n die $(m \times m)$ und $(n \times n)$ Einheitsmatrizen und Z ist eine $(m \times n)$ beliebige reele Matrix.

Der Beweis besteht aus der Prüfung der Tatsache, daß, unter Definition (24), die Lösung (25) die Gleichung (23) genügt, wenn und nur wenn die Konsistenzbedingung (26) erfüllt ist [3].

Wie in [4], [5] gezeigt wurde, kann man (25) auch für die Lösung des Stabilisierungsproblems benützen.

4. Schlußfolgerungen

Die komponentenweise asymptotische Stabilität der linearen zeitinvarianten dynamischen Systeme ist eine Eigenschaft der Zeilen der Systemmatrix und hängt von der Lokalisierung der zu der Systemmatrix assoziierten Gerschgorinschen kreise ab. Das ist freilich eine bis jetzt noch unbekannte Bedeutung der Gerschgorinschen Kreise.

Die komponentenweise Stabilisierung der linearen zeitinvarianten dynamischen Systeme ist möglich. Sie besteht tatsächlich aus der Vorgabe der Gerschgorinschen Kreise, die der Systemmatrix des durch Zustandsrückführung zusammengestellten Systems assoziiert werden, in der Halbebene $\mathcal{R}e\ s < 0$.

Eingegangen an 8. September 1983

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungtechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Гантмахер Ф. Р., *Теория матриц*. Изд. Наука, М., 1966.
2. Voicu M., *Componentwise Asymptotic Stability of the Linear Constant Systems*. „Al. I. Cuza" Univ. of. Iaşi, Preprint series in mathematics of „A. Myller" Mathematic Seminar, 5, 14 S. (1982); 2. Nationales Symposium für Systemstheorie, Universität Craiova, 11–12 Juni 1982, I. 69–75.
3. Boullion T.L., Odell P. L., *Generalized Inverse Matrices*. Wiley Intersci., New York, 1971.
4. Lovass-Nagy V., O'Kennon M. R., *Pole Assignament Using Matrix Generalized Inverse*. Internation. J. Systems Sci., 12 3, 383–392 (1981).
5. Voicu M., Bulea M., *O posibilitate de alocare a polilor într-o regiune a planului complex prin programare liniară*. Nationale Konferenz für Electronik, Nachrichtentechnik, Regelungtechnik und Computers, Technische Hochschule, Bukarest, 17.–18. Nov., 1982, I, 159 – 159.

CERCURILE LUI GHERŞGORIN ŞI STABILIZAREA PE COMPONENTE

(Rezumat)

Dacă toate cercurile lui Gherşgorin asociate matricei A a unui sistem dinamic liniar constant se află în $\mathcal{R}_e\, s \leqslant -\beta$ ($\beta > 0$), atunci are loc $|x(t)| \leqslant \alpha e^{\beta t}(|x| -$ vector cu componentele $|x_i|$; α – vector pozitiv; inegalitatea pe componente) şi reciproc. Se poate pune problema stabilizării pe componente. Soluţia constă în alocarea cercurilor lui Gherşgorin în $\mathcal{R}_e\, s \leqslant 0$.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.391.61

THE PROPERTIES OF THE ENTROPY IN THE CYBERNETIC SYSTEMS

BY

VALERIU MUNTEANU and M. LUCANU

Let us consider a finite field X_n, consisting of n elementary events $x_1, x_2, \ldots, x_n$, statistically and causal-logically independent, and let p_i, U_i, $(i=\overline{1,n})$, be the probabilities and respectively the utilities, corresponding to these events, where

$$p_i>0,\ U_i\geqslant 0,\ (i=\overline{1,n}),\ \sum_{i=1}^{n} p_i=1,\ \sum_{i=1}^{n} U_i=U=\text{cst}. \tag{1}$$

The qualitative—quantitative information (q.q.i.) or cybernetic which can be supplied by the event x_k (it was demonstrated in [6]) had the form

$$I_{pu}(x_k)=a\log_\alpha p_k+bU_k. \tag{2}$$

In order that we should have a non-negative q.q.i., it is considered that

$$a\in R^-,\ \alpha\in(0,1)\cup(1,\infty),\ 0<p_k<1,\ b\in R^+ \text{ and } U_k\in R^+. \tag{3}$$

If the relative utilities are denoted by

$$u_k=\frac{U_k}{U},\ (k=\overline{1,n}), \tag{4}$$

then, according to (1), it follows

$$\sum_{k=1}^{n} u_k=1, \tag{5}$$

and Eq. (2) becomes

$$I_{pu}(x_k)=a\log_\alpha p_k+\frac{b}{U}u_k. \tag{6}$$

By considering $a=-1$, $\alpha=2$ and $b=U$, it results

$$I_{pu}(x_k)=-\log_2 p_k+u_k,\ \ p_k>0,\ u_k\geqslant 0. \tag{7}$$

The average value of this discrete random variable, which we shall denote in the followings by $H_p(X_n)$, determines the (cybernetic) quantitative—qualitative entropy (q.q.e.) of the field X_n and can be calculated with

$$H_{pu}(X_n)=\sum_{k=1}^{n} p_k I_{pu}(x_k) \tag{8}$$

or, taking into account (7),

$$H_{pu}(X_n)=-\sum_{k=1}^{n} p_k \log p_k+\sum_{k=1}^{n} p_k u_k,\quad p_k>0,\ u_k\geqslant 0. \tag{9}$$

Property 1. *We have*:

$$H_{pu}(X_n)\geqslant 0. \tag{10}$$

The entropy will then be non-negative, like every measure.

Property 2. *If*

$$p_i=1,\ u_i=0,\ (i=\overline{1,n}), \tag{11}$$

then

$$H_{pu}(X_n)=0. \tag{12}$$

This property of q.q.e. corresponds to the fact that a field of probability containing a certain elementary event of a zero utility, the other events being improbable, irrespective of their utility, has no uncertainty.

Property 3. *The maximum value of the cybernetic entropy versus the probabilities of the elementary events, are obtained, for given (established) utilities, when*:

$$p_i=\frac{2^{u_i}}{\sum_{i=1}^{n} 2^{u_i}},\quad 0\leqslant i\leqslant n. \tag{13}$$

Proof. Letting

$$\Phi(p_1,\ldots,p_2\,;\,u_1,\ldots,u_2)=-\sum_{i=1}^{n} p_i\log p_i+\sum_{i=1}^{n} p_i u_i+\lambda\left(1-\sum_{i=1}^{n} p_i\right), \tag{14}$$

where λ is a real positive number (the Lagrange multiplier). The extremum of the function Φ versus the variables p_i, $(i=\overline{1,n})$, and u_i fixed, coincide with the extremum of the function $H_{pu}(X_n)$.

The necessary condition of extremum is given by the system:

$$\frac{\partial\Phi(p_1,\ldots,p_n\,;u_1,\ldots,u_n)}{\partial p_i}=0,\quad \sum_{i=1}^{n} p_i=1,\ (i=\overline{1,n}), \tag{15}$$

or, equivalently, taking into account the relation (14),

$$-\log p_i-\log e+u_i=0,\quad \sum_{i=1}^{n} p_i=1,\ (i=\overline{1,n}), \tag{16}$$

whence the expression of p_i follows, as given by (13).

Since:

$$\left.\frac{\partial^2\Phi(p_1,\ldots,p_n;\ u_1,\ldots,u_n)}{\partial^2 p_i}\right|_{p_i=\frac{2^{u_i}}{\sum_{i=1}^{n} 2^{u_i}}}=-\frac{\sum_{i=1}^{n} 2^{u_i}}{2^{u_i}}<0,\ (i=\overline{1,n}), \tag{17}$$

and

$$\frac{\partial^2\Phi(p_1,\ldots,p_n;\ u_1,\ldots,u_n)}{\partial p_i \partial p_j}=0,\ i=j, \tag{18}$$

it results that the extremum is a maximum.

Then, the property 3 can also be written as :

$$H_{pu}(p_1,\ldots,p_n;\ u_1,\ldots,u_n)\leqslant H_{pu}\left(\frac{2^{u_1}}{\sum_{i=1}^{n}2^{u_i}},\ldots,\frac{2^{u_n}}{\sum_{i=1}^{n}2^{u_i}};\quad u_1,\ldots,u_n\right). \tag{19}$$

Let us consider now two finite probabilistically and causal-logically independent fields

$$X_n=\begin{pmatrix}x_1\ldots x_n\\ p_1\ldots p_n\\ u_1\ldots u_n\end{pmatrix},\qquad Y_m=\begin{pmatrix}y_1\ldots y_m\\ q_1\ldots q_m\\ v_1\ldots v_m\end{pmatrix}, \tag{20}$$

$$\begin{cases} p_k>0,\ u_k\geqslant 0,\ 1\leqslant k\leqslant n,\ q_l>0,\ v_l>0,\ 1\leqslant l\leqslant m\ ;\\ \sum_{k=1}^{n}p_k=1,\ \sum_{k=1}^{n}u_k=1,\ \sum_{l=1}^{m}q_l=1,\ \sum_{l=1}^{m}v_l=1. \end{cases} \tag{21}$$

The probability that we should have simultaneously the events x_k and y_l would be :

$$\Pi_{k,l}=p_k q_l, \tag{22}$$

and the resulted relative utility would be :

$$z_{k,l}=u_k+v_l. \tag{23}$$

The amount of the events $(x_k,\ y_l)$, $1\leqslant k\leqslant n$, $1\leqslant l\leqslant m$, with the probabilities $\Pi_{k,l}$ and the relative utilities $z_{k,l}$ forms a new finite field, which we note by $X_n\times Y_m$.

Property 4. *If X_n and Y_m are two finite statistically and logical-causally independent fields, we have* :

$$H_{pu}(X_n\times Y_m)=H_{pu}(X_n)+H_{pu}(Y_m). \tag{24}$$

Proof. Taking into account the expression of the q.q.e., we can write

$$H_{pu}(X_n\times Y_m)=-\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m}\Pi_{k,l}\log\Pi_{k,l}+\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m}\Pi_{k,l}z_{k,l}=$$

$$=-\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m}p_k q_l(\log p_k+\log q_l)+\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m}p_k q_l(u_k+u_l)=$$

$$=-\sum_{k=1}^{n}p_k\log p_k\sum_{l=1}^{m}q_l-\sum_{l=1}^{m}q_l\log q_l\sum_{k=1}^{n}p_k+\sum_{k=1}^{n}p_k u_k\sum_{l=1}^{m}q_l+\sum_{l=1}^{m}q_l u_l\sum_{k=1}^{n}p_k=$$

$$=H_{pu}(X_n)+H_{pu}(Y_m).$$

The property 4 shows that for two finite statistically and logical-causally independent fields, each of them having a quantitative—qualitative

uncertainty, their simultaneous accomplishment determines a new finite field, whose uncertainty is equal to sum of the uncertainties of each considered field.

Let's now suppose the finite and dependente fields X_n and Y_m, and let q_{kl} be the probability that the elementary event y_l should be achieved in the field Y_m if the elementary event x_k were achieved in the field X_n. Then, the probability of the event (x_k, y_l) will be

$$\Pi_{k,l}=p_k q_{kl}. \tag{25}$$

Let's also consider that $u_{kl}\leqslant u_l$ is the utility of the event y_l in the field Y_m if the event x_l is achieved in the field X_n. Then, the utility of the event (x_l, y_l) can be calculated with the relation:

$$v_{kl}=u_k+u_{kl}, \quad u_{kl}\leqslant u_l. \tag{26}$$

The q.q.e. of the finite field Y_m conditioned by the elementary event x_k from the finite field X_n will be:

$$H_{pu}(Y_m \mid x_k)=-\sum_{l=1}^{m} q_{kl}\log q_{kl}+\sum_{l=1}^{m} q_{kl}z_k, \tag{27}$$

and the entropy of the probability field Y_m conditioned by the whole field X_n:

$$H_{pu}(Y_m \mid X_n)=\sum_{k=1}^{n} p_k H_{pu}(Y_m \mid x_k). \tag{28}$$

Taking into account the expressions (25), (26), (27), the property 5 will result from a direct calculation:

Property 5. *If X_n and Y_m are two finite fields we have*:

$$H_{pu}(X_n \times Y_m)=H_{pu}(X_n)+H_{pu}(Y_m \mid X_n). \tag{29}$$

Property 5 illustrates the fact that for two finite fields, the uncertainty in the simultaneous realization of the two fields is equal to the uncertainty of the other field, plus the uncertainty of the after field, conditioned by the first field.

Property 6. *Given the two certain finite fields X_n and Y_m, we have*:

$$H_{pu}(X_n \times Y_m)\leqslant H_{pu}(X_n)+H_{pu}(Y_m). \tag{30}$$

Proof. If the event (x_k, y_l) consisting of the simultaneous realization of the events x_k from X_n and y_l from Y_m has the probability $\Pi_{k,l}$ and the relative utility $z_{k,l}$, then according to the definition of the cybernetic entropy, given by (9), it follows that

$$\begin{aligned} H_{pu}(X_n \times Y_m)-H_{pu}(X_n)-H_{pu}(Y_m)=&-\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m}\Pi_{k,l}\log\Pi_{k,l}+ \\ &+\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m}\Pi_{k,l}v_{kl}+\sum_{k=1}^{n}p_k\log p_k-\sum_{k=1}^{n}p_k u_k+\sum_{l=1}^{m}p_l\log p_l-\sum_{l=1}^{m}p_l u_l. \end{aligned} \tag{31}$$

But :

$$p_k = \sum_{l=1}^{m} \Pi_{k,l}, \qquad p_l = \sum_{k=1}^{n} \Pi_{k,l}, \tag{32}$$

and hence :

$$H_{pu}(X_n \times Y_m) - H_{pu}(X_n) - H_{pu}(Y_m) = \log e \sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{m} \Pi_{k,l} \ln \frac{p_k p_l}{\Pi_{k,l}} - \tag{33}$$

$$- \sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{m} \Pi_{k,l} (u_k + u_l - v_{kl}).$$

But :

$$\ln z < z - 1, \text{ for } z > 0 \text{ and } z \neq 1, \tag{34}$$

and, according to the relation (26) we have

$$u_k + u_l \geq v_{kl}. \tag{35}$$

If

$$z \triangleq \frac{p_k p_l}{\Pi_{k,l}}, \tag{36}$$

by using the relations (34) and (36), Eq. (33) becomes :

$$H_{pu}(X_n \times Y_m) - H_{pu}(X_n) - H_{pu}(Y_m) \leq \log e \sum_{k=1}^{n} \sum_{k=1}^{m} \Pi_{k,l} \left(\frac{p_k p_l}{\Pi_{k,l}} - 1 \right) - \tag{37}$$

$$- \sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{m} \Pi_{k,l} (u_k + u_l - z_k),$$

or, taking into account Eq. (35) and the fact that

$$\sum_{k=1}^{n} \sum_{l=1}^{m} \Pi_{k,l} = 1 \tag{38}$$

it follows :

$$H_{pu}(X_n \times Y_m) - H_{pu}(X_n) - H_{pu}(Y_m) \leq 0. \tag{39}$$

Property 7. *Given two certain finite fields X_n and Y_m, we have* :

$$H_{pu}(Y_m \mid X_n) \leq H_{pu}(Y_m). \tag{40}$$

The property 7 can be easely demonstrated if one substitutes (29) into (30). This property shows the fact, intuitively evident, that generally, the knowledge of the result of the finite field X_n can only lower the uncertainty of the finite field Y_m.

Property 8. *Given two certain finite fields X_n and Y_m, we have* :

$$H_{pu}(X_n \mid Y_m) = H_{pu}(Y_m \mid X_n) + H_{pu}(X_n) - H_{pu}(Y_m). \tag{41}$$

Proof. For the entropy of the field $X_n \times Y_m$ two identical decompositions can be written :

$$H_{pu}(X_n \times Y_m) = H_{pu}(X_n) + H_{pu}(Y_m \mid X_n), \tag{42}$$

$$H_{pu}(X_n \times Y_m) = H_{pu}(Y_m) + H_{pu}(X_n \mid Y_m), \tag{43}$$

whence the property (9) follows immediately.

Conclusions

The calculation relation of informations and entropy of the cybernetic systems represent the generalizations of the classical relations [1]...[3], [5].

The properties of the entropy of the cybernetic systems have also been established. If the semantic character is gave up, i.e. the utilities of the events are considered zero, the classical properties of the entropy are found.

Received, March 15, 1984

Polytehnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Gallager G.R., *Information Theory and Reliable Communication*. N. Y., John Wiley and Sons Inc., 1968.
2. Spătaru Al., *Teoria informației*. Ed. Tehn., Buc.. 1971.
3. Munteanu Val., *Teoria informației*. Inst. polit., Iași, 1979.
4. Fihtengolț G. M., *Lecții de calcul diferențial și integral* (transl. from Russian). Ed. Tehn., Buc., 1964.
5. Shannon C, E., *A Mathematical Theory of Communication*. BSTJ, **27**, 3, 4 (1948).
6. Munteanu Val. a. o., *Entropia sistemelor cibernetice*. Electrotehnica—Electronica — Automatica, 2, 48 (1982).

PROPRIETĂȚILE ENTROPIEI ÎN SISTEMELE CIBERNETICE

(Rezumat)

Se stabilesc o serie de proprietăți ale entropiei, definită pentru sistemele cibernetice, adică ținîndu-se seama de aspectul cantitativ—calitativ al informației. Relațiile obținute constituie generalizări ale celor cunoscute în cazul clasic.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.3.616.3 5

EIN ANWENDUNGSBEISPIEL DER KOMPONENTENWEISEN STABILISIERUNG

VON

M. VOICU

1. Problemstellung

Als Beispiel betrachten wir einen elektrischen fremderregten Gleichstrommotor. Man weiß, [1], daß die Strukturschaltung für den Fall der konstanten Erregung wie in der Abb. 1 (mit ununterbrochenen Linien) dargestellt werden kann. Dabei sind : u_A — die Ankerspannung, i_A — der Ankerstrom, m_L — das Lastmoment, ω—die Winkelgeschwindigkeit, R_A— der Ankerwiderstand, L_A— die Ankerinduktivität, ψ_f— der konstante Erregungsfluß, J—das Trägheitsmoment und k_1, k_2 — konstruktive Konstanten. Das Lastmoment ist konstant manche Zeitmomente ausgenommen, wenn es aditiv impulsartige Komponente aufweist.

Man realisiere eine Regelung, so dass die Abweichungen der Winkelgeschwindigkeit $\Delta\omega$ *und des Ankerstromes* Δi_A *bzgl. ihrer stabilisierten Werte* ω_0 *und* i_{A0} *die Bedingungen*

(1) $\quad |\Delta\omega(t)| \leqslant \alpha_1 e^{-\beta t},\ t \geqslant 0, \qquad$ (2) $\quad |\Delta i_A(t)| \leqslant \alpha_2 e^{-\beta t},\ t \geqslant 0,$

erfüllen. α_1, α_2 und β sind allerdings vorgeschrieben.

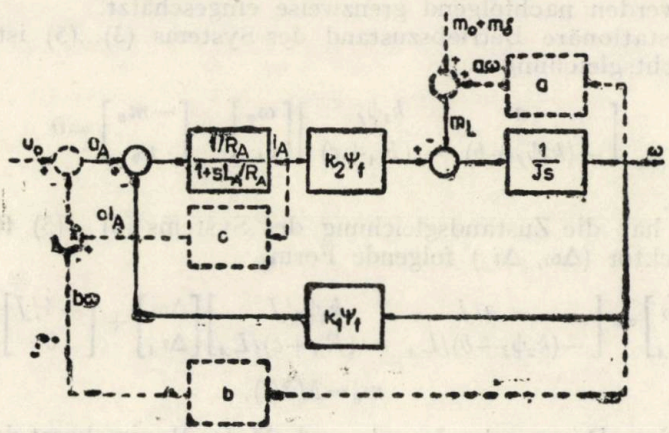


Abb. 1

2. Lösung

Auf Grund der Abb. 1 kann man ohne Schwierigkeit die Zustandsgleichung

$$(3) \qquad \begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{i}_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_1\psi_f/J \\ -k_2\psi_f/L_A & -R_A/L_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ i_A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/J & 0 \\ 0 & 1/L_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_L \\ u_A \end{bmatrix}$$

erhalten, wobei (ω, i_A) den Zustandsvektor und (m_L, u_A) den Eingangsvektor bilden.

Nun kann man die Ergebnisse aus [2] benützen.

Das Benützen der Ankerspannung u_A als Rückführungsgröße allein ist nicht hinreichend für die Bedingungen (1), (2), weil die erste Zeile der Systemmatrix $F=A-BK$ [2], in diesem Fall unverändert bzw. mit $f_{11}=0$ bleibt. Aus [2] erhält man notwendigerweise $f_{11}<0$. Daher muß man auch das Lastmoment K_L als Steuergröße benützen, nämlich

$$(4) \qquad m_L = a\omega + m_0 + m_\delta .$$

Dabei sind $a\omega$ ein von der Zustandsgröße ω abhängendes Lastmoment (a ist eine noch unbestimmte Konstante), m_0 das konstante Lastmoment und m_δ das impulsartige Lastmoment.

Normalerweise erhält man $\omega=\omega_0$ für $m_\delta=0$ durch die Ankerspannung u_0. Um die Bedingungen (1), (2) bei $m_\delta \neq 0$ zu realisieren, muß man auch die Rückführung

$$(5) \qquad u_A = u_0 - b\omega - ci_A$$

berücksichtigen; b und c sind zwei noch unbestimmten Konstanten.

Die Konstanten a, b, c, die die Zustandsreglermatrix

$$(6) \qquad K = \begin{bmatrix} -a & 0 \\ b & c \end{bmatrix}$$

festlegen, werden nachfolgend grenzweise eingeschätzt.

Der stationäre Betriebszustand des Systems (3)...(5) ist durch die Gleichgewichtsgleichung

$$(7) \qquad \begin{bmatrix} -a & k_1\psi_f \\ -(k_2\psi_f+b) & -(R_A+c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_0 \\ i_{A_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -m_0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0$$

beschrieben.

Daher hat die Zustandsgleichung des Systems (3) ... (5) für den Abweichungsvektor $(\Delta\omega, \Delta i_A)$ folgende Form

$$(8) \qquad \begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{i}_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a/J & k_1\psi_f/J \\ -(k_2\psi_f+b)/L_A & -(R_A+c)/L_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta i_A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/J \\ 0 \end{bmatrix} m_\delta ,$$

$$(9) \qquad m_\delta = M\delta(t),$$

wobei $\delta(t)$ der Dirac sche Impuls und M der Maximalwert des impulsartigen Lastmoments sind.

Der Anfangswert $(\Delta\omega(0), \Delta i_A(0))$ ist mit Hilfe des Anfangswertsatzes der Laplace-Transformation [3], folgendermaßen zu berechnen:

$$(10)\quad \begin{bmatrix}\Delta\omega(0)\\ \Delta i_A(0)\end{bmatrix} = \lim_{s\to\infty} s \begin{bmatrix} s+a/J & -k_1\psi_f/J \\ (k_2\psi_f+b)/L_A & s+(R_A+c)/L_A\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}-1/J\\ 0\end{bmatrix} M = \begin{bmatrix}-M/J\\ 0\end{bmatrix}.$$

Aus (1) und (10) folgt

$$(11)\quad J \geqslant M/\alpha_1.$$

Gemäß der Definition (21) aus [2] muß die Systemmatrix von (8) die Bedingungen

$$(12)\quad -\frac{a}{J}+\beta \leqslant -\frac{1}{\alpha_1}\left|\frac{k_1\psi_f}{J}\right|\alpha_2, \qquad (13)\quad -\frac{R_A+c}{L_A}+\beta \leqslant -\frac{1}{\alpha_2}\left|-\frac{k_2\psi_f+b}{L_A}\right|\alpha_1$$

erfüllen. Damit erhält man für die Konstanten a, b, c die Abschätzungen

$$(14)\quad a \geqslant \beta J + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} k_1\psi_f, \qquad (15)\quad c \geqslant \beta L_A - R_A,$$

$$(16)\quad -k_2\psi_f - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}(R_A+c-\beta L_A) \leqslant b \leqslant -k_2\psi_f + \frac{\alpha_2}{\alpha_1}(R_A+c-\beta L_A).$$

An dieser Stelle sei bemerkt, daß man die Rückführung $a\omega$ nur durch eine Bremsung (z. B. eine elektromagnetische Bremsung) verwirklichen kann, was zu energetischen Verlusten führt. Um solch einen Nachteil zu vermeiden, kann man die Blockschaltung des Systems (3)...(5) (Abb. 1) umbilden, so daß die Zustandsrückführung weder energetischen noch gerätetechnischen Aufwand nach sich zieht.

3. Schlußbemerkung

Dieses Beispiel illustriert die praktische Bedeutung der komponentenweisen Stabilisierung und gleichfalls die Wirksamkeit der von dieser Notion erzeugten Entwurfsmethode der Regelungssysteme.

Eingegangen am 28. September 1983

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Energieanwendung
und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Föllinger O., *Regelungstechnik*. 3. Aufl., AEG – Telefunken AG, Berlin, Frankfurt/Main, 1980, 18.
2. Voicu M., *Gerschgorinsche Kreise und komponentenweise Stabilisierung*. Bul. Inst. polit. Iaşi, **XXXI (XXXVI)**, *1 – 4*, 45–50 (1985).
3. Föllinger O., *Laplace und Fourier - Transformation*. Elitera-Verlag (AEG-Telefunken), Berlin, 1977, 73.

UN EXEMPLU DE UTILIZARE A STABILIZĂRII PE COMPONENTE

(Rezumat)

Se consideră un motor electric de curent continuu cu excitaţie separată aflat sub influenţa unui cuplu de sarcină sub formă de impulsuri. În conformitate cu rezultatele din [2] se rezolvă problema reglajului automat astfel încît abaterile turaţiei şi curentului de sarcină ale motorului să fie mărginite în valoare absolută de funcţii exponenţiale prescrise.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.316.731

TECHNISCHE BESONDERHEITEN DES ENTWURFES DER UMBILDUNG EINES ASYNCHRONMOTORS ALS DREHREGLER

VON

IOSIF BERGMAN, ADRIANA PRISĂCARU und DORIN HAGIANU

1. Vorwort

In verschiedene technische Anlagen ist die Benützung der Drehregler als automatisierte Spannungsgleichhalter angebracht. Deren Betriebssicherheit kann durch die Ersätzung des Bürsensatzes und der Schleifringe durch flexible Kabeln verbessert werden.

Auf Grund der bekannten technischen Literatur [1]...[5] und unserer Arbeiten [6], [7] werden hier die Entwurfsprobleme der Umbildung von Asynchronmotoren in moderne Drehregler zusammengefaßt und an drei verschiedene Bauarten eines solchen angewendet.

Die hier vorgestellten Formeln können für Digitalrechner angepaßt werden.

2. Der allgemeine Scheinwiderstand des Drehreglers

Zwischen der Speisespannung $\underline{U}_1$, der Ausgangsspannung $\underline{U}_2$ und der im Sekundärkreis induzierten $-\underline{U}_{2t}$ besteht die Gleichung:

$$\underline{U}_2=\underline{U}_1-\underline{U}_{2t}e^{j\alpha}, \tag{1}$$

wo α der Verdrehwinkel des Läufers ist. Ähnlich sind die Ströme: $\underline{I}_R$ — der vom Netz entzogene, $\underline{I}_2$—der Laststrom und $\underline{I}_1$—der Primärstrom verbunden:

$$\underline{I}_R=\underline{I}_2-\underline{I}_1e^{-j\alpha}. \tag{2}$$

Es werden die volgenden Gleichungen der Asynchronmaschine genützt:

$$\underline{U}_1=-\underline{E}_1+\underline{Z}_1\underline{I}_1, \tag{3}$$

$$\underline{U}'_{2t}=\underline{E}'_2-\underline{Z}'_2\underline{I}'_2, \tag{4}$$

$$\underline{I}_1+\underline{I}'_2=\underline{I}_0, \tag{5}$$

$$\underline{E}_1=\underline{E}'_2=-\underline{Z}_m\underline{I}_0, \tag{6}$$

um die Ausdrücke der Ströme zu erziehlen:

$$\underline{I}_1=\frac{\underline{U}_1\underline{c}'_2+\underline{U}'_{2t}}{\underline{Z}_1+\underline{c}_1\underline{Z}'_2}, \quad \underline{I}_2=-\frac{k(\underline{U}_1+\underline{c}_1\underline{U}'_{2t})}{\underline{Z}_1+\underline{c}_1\underline{Z}'_2}, \tag{7}$$

$$\underline{I}_R = -\frac{\underline{U}_1(k+\underline{c}_2' e^{-j\alpha}) + \underline{U}_{2t}'(k\underline{c}_1 + e^{-j\alpha})}{\underline{Z}_1 + \underline{c}_1\underline{Z}}. \tag{8}$$

Hier sind : I_0—der Magnetisierungsstrom, E— die in den Wicklungen induzierten EMK ;

$$\underline{c}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m} \; ; \; \underline{c}_2' = 1 + \frac{\underline{Z}_2'}{\underline{Z}_m} \; ; \tag{9}$$

$\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_m$—die Scheinwiderstände der Wicklungen und des Magnetisierungskreises der Maschine. Mit den Zeichen (') werden die zum Primär umgerechneten Größen gekenzeichnet, wo das Übersetzungsverhältniß der Maschine ist

$$k = \frac{W_1 k_{w1}}{W_2 k_{w2}} \; ; \tag{10}$$

W_1, W_2, k_{w1}, k_{w2} sind die Windungszahlen und die Wicklungsfaktoren der ersten Harmonischen, für die Primär- (1) und Sekundärwicklungen (2). Der den Strom $\underline{I}_R$ zugerechnete allgemeine Scheinwiderstand des Drehreglers ist

$$\underline{Z}_e = \frac{-e^{j\alpha}(\underline{Z}_1 + \underline{c}_1\underline{Z}_2')[|\underline{U}_1|^2\underline{c}_2'^* + |\underline{U}_{2t}'|^2\underline{c}_1^* + \underline{U}_1\underline{U}_{2t}^* + \underline{U}_1^*\underline{U}_{2t}']}{[\underline{U}_1^*(k+\underline{c}_2'^* e^{j\alpha}) + \underline{U}_{2t}'^*(k\underline{c}_1^* + e^{j\alpha})][\underline{U}_1(k+\underline{c}_2' e^{-j\alpha}) + \underline{U}_{2t}'(k\underline{c}_1 + e^{-j\alpha})]}. \tag{1}$$

Wird der Magnetisierungsstrom vernachlässigt ($\underline{I}_0 = 0$, $\underline{Z}_m \to \infty$; $\underline{c}_1 = \underline{c}_2 = 1$) so ist :

$$\underline{I}_R = -\frac{(\underline{U}_1 + \underline{U}_{2t}')(k + e^{-j\alpha})}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2'}, \tag{12}$$

$$\underline{Z}_e = \frac{-(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2')e^{j\alpha}}{k^2 + 2k\cos\alpha + 1}. \tag{13}$$

Der Spannungsabfall ist :

$$\Delta\underline{U} = \underline{Z}_e \underline{I}_e. \tag{14}$$

Wird der Scheinwiderstand der Last $\underline{Z}_s$ eingeführt sind die Ströme:

$$-\underline{I}_2 = \frac{k\underline{U}_1(1 + k\underline{c}_1 e^{-j\alpha})}{\underline{Z}_1 + k^2\underline{c}_1(\underline{Z}_2 - \underline{Z}_s e^{-j\alpha})}, \tag{15}$$

$$\underline{I}_1 = U_1 \frac{1 + ke^{-j\alpha} + \dfrac{k^2}{\underline{Z}_m}(\underline{Z}_2 - \underline{Z}_s e^{-j\alpha})}{\underline{Z}_1 + k^2\underline{c}_1(\underline{Z}_2 - \underline{Z}_s e^{-j\alpha})} \tag{16}$$

und bei Vernachlässigung des Magnetiserungsstromes :

$$\underline{I}_R = \frac{\underline{U}_1}{k^2\underline{Z}_s}(k^2 + 2k\cos\alpha + 1). \tag{17}$$

3. Das Drehmoment

Für die Bemessung der Verdreh- und Blockierungsanordnung ist der Ausdruck des elektromagnetischen Drehmomentes

$$M=\frac{mp}{2\pi f}\mathcal{R}e[\underline{E}_1\underline{I}_1^*] \tag{18}$$

nötig ; $m=3$ ist die Phasenzahl, p—die Polpaarzahl und f—die Frequenz.

Der genaue Ausdruck des Drehmomentes ist :

$$M=\frac{pmU_1^2}{2\pi f}\mathcal{R}e\frac{[\underline{Z}_2'-e^{-j\alpha}k(\underline{Z}_1+k\underline{Z}_s)]\,[1+ke^{-j\alpha}+\frac{k^2}{\underline{Z}_m}(\underline{Z}_2-\underline{Z}_s e^{-j\alpha})]^*}{[|\underline{Z}_1+\underline{c}_1k^2(\underline{Z}_2-\underline{Z}_s e^{-j\alpha})|]^2} \tag{19}$$

und bei Vernachlässigung vom Magnetisierungsstrom, der Scheinwiderstände der Wicklungen und des Vorzeichens minus :

$$M=\frac{pmU_1^2}{2\pi f}\cdot\frac{r_s(k+\cos\alpha)+x_s\sin\alpha}{r_s^2+x_s^2}. \tag{20}$$

Das Drehmoment M erreicht den Höchstwert :

$$M_{\max}=\frac{pmU_1^2}{2\pi fk^2}\cdot\frac{kr_s+\sqrt{r_s^2+x_s^2}}{r_s^2+x_s^2} \tag{21}$$

für den Verdrehwrinkel α des Läufers

$$\operatorname{tg}\alpha=\frac{x_s}{r_s}. \tag{22}$$

Bei Wirklast, $x_s=0$ und

$$M_{\max}=\frac{pmU_1^2}{2\pi fr_s}\cdot\frac{1+k}{k^2}. \tag{23}$$

Die Blockierungsanordnung des Läufers ist diesem Drehmoment entgegengestellt. Der Höchstwert des Drehmomentes ist ein Minimaler bei der Zweipoligen Maschine ($p=1$), wann auch die größte Regelungsempfindlichkeit erziehlt wird.

4. Die Maschinenkonstante des Drehreglers

Ausser der gelieferten Scheinleistung

$$\underline{S}_2=m\underline{U}_2\underline{I}^* \tag{24}$$

ist die innere Leistung :

$$\underline{S}_M=m\underline{E}_1\underline{I}_1^*=m\underline{E}_2\underline{I}_2^* \tag{25}$$

eine maßgebende Größe beim Entwurf von Drehregler.

Das Übersetzungsverhältnis zwischen den Spannungen $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_2$ ist in Modul :

$$k_u=\frac{k}{\sqrt{k^2-2k\cos\alpha+1}} \tag{26}$$

und kann die folgenden extremen Wert annehmen

$$k_{u\max} = \frac{k}{k-1} \quad \text{und} \quad k_{u\min} = \frac{k}{k+1}. \tag{27}$$

Zwischen den Leistungen besteht der Rapport in Modul

$$\frac{S_M}{S_2} = \frac{1}{\sqrt{k^2 - 2k\cos\alpha + 1}} = \frac{k_u}{k}. \tag{28}$$

So können das Drehmoment als

$$M = \frac{p}{2\pi f} \cdot \frac{k_u}{k} S_2 \cos\psi_2 \tag{29}$$

und die Maschinenkonstante als

$$C = \frac{S_2}{D^2 l_i} = \frac{k_u}{k} \cdot \frac{\pi^2\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{f}{p} k_{w1} A B_\delta \tag{30}$$

ausgedrückt werden. B_δ ist die Induktion im Luftspalt und

$$A = \frac{2m\, W_1 I_1}{\pi D} \tag{31}$$

—die Strombelastung des Ständers.

Die Auswahl von A und B_δ beim Entwurf eines Drehreglers ist von anderen Kriterien als beim Asynchronmotor aus folgenden Gründen, gekennzeichnet :

a) Beim Drehregler ist die Selbstkühlung unmöglich. Ein neuer Drehregler muß was seine Kühlung anbetrifft wie ein Transformator gebaut werden.

b) Zur Verminderung des Spannungsabfalls ist die Verkleinerung der Strombelastung und ein besonderer Entwurf der Nutung, der zu den kleinsten Streuflüßen führen soll, nötig. Nur können breite offene Nuten einen unzulässigen Magnetisierungsstrom veruhrsachen.

c) Der Luftspalt soll nicht zu klein gemacht werden damit die Streuflüße nicht anwacksen.

d) Falls ein Asynchronmotor zum Drehregler umgebaut werden soll müssen die Eisenverluste in dessen Läufer genug klein bleiben und seine Kühlung verändert werden.

5. Der Bau eines Drehreglers

Hier werden drei Bauvarianten eines aus gewöhnlichen Asynchronmotoren gebauten Drehreglers, der als Spannungsgleichhalter für einen Verbraucher von 20 KVA, bei einer vorgesehenen Spannungsveränderung von $\pm 20\%$ dargestellt.

In Tabelle 1 werden zum Vergleich die folgenden Daten für die drei Varianten vorgebracht : die Polzahl, $2p$, der innere Durchmesser des Ständers, D, dessen aktive Länge, l, die Höhe des Achsenkopfes, h_a, die Maschinen-

Tabelle 1

Daten der drei Drehreglervarianten

		a	*b*	*c*
Primar		Stander	Läufer	Läufer
Sekundar		Läufer	Stander	Ständer
$2p$		4	2	2
D,	[cm]	18,5	18,5	9,5
l	[cm]	14	14	13
h_a,	[cm]	16	16	10
$D^2 l_i$,	[m³]	$479 \cdot 10^{-5}$	$479 \cdot 10^{-5}$	$117 \cdot 10^{-5}$
C,	[KVA/m³]	$4{,}2 \cdot 10^3$	$4{,}2 \cdot 10^3$	$17 \cdot 10^3$
Kühlung		natürlich	natürlich	erzwungen
M_{max},	[Nm]	32,5	15,1	15,4
B_δ,	[T]	0,67	0,32	0,68
B_{j1}	[T]	1,66	1,6	1,67
A_1,	[A/cm]	114	75,4	147
k		4,78	5,08	5
I_2',	[A]	6,36	6,06	6,08
I_0,	[A]	8	6	2,75
I_1,	[A]	10,22	8,5	6,67
I_R,	[A]	20,2...40,6	21,9...38,9	23,7...37,1
S_M,	[KVA]	5	4,72	4,8
$\underline{Z_1} + \underline{Z_2}'$,	[Ω]	8,88 + j 1,5	0,8 + j 1,4	1,8 + j 3,53
ΔU,	[%]	2,1	2,05	4,1
$\cos \varphi_1$		0,905	0,92	0,983
η		0,86	0,88	0,84
G_{cu},	[Kg]	18	17,5	8,5
G_t	[Kg]	175	174	42

Tabelle 2

Wicklungsdaten

Variante		*a*		*b*		*c*	
		Ständer	Laufer	Ständer	Laufer	Ständer	Läufer
Z		48	36	48	36	24	36
n_{cr}		27	16	3	20	6	20
n_e		2	3	6	3	3	1
a		2	4	1	1	1	1
W		108	24	24	120	24	120
d,	[mm]	1,25	1,4	2	1,25	1,8	1,6
d_i,	[mm]	1,33	1,48	2,1	1,33	1,9	1,7
j_i,	[A/mm²]	2,08	1,65	1,61	2,73	4	5
Wicklung		1 Schicht		2 Schichten			
y		12	7	20	15	10	15
K_w		0,958	0,902	0,909	0,924	0,925	0,924

Tabelle 1

	a	b	c
Ritzel	Stirnrad	Lauter	Lauter
Gegenrad	Lauter	Stirnrad	Stirnrad
z_R	4	2	2
D_0	[cm]	18,5	18,5	9,5
l	[cm]	12	14	12
b_0	[cm]	10	10	10
D^{2}_{Rp}	[cm²]	$479 \cdot 10^{-4}$	$479 \cdot 10^{-4}$	$112 \cdot 10^{-4}$
C_1	[kV/cm²]	$4{,}2 \cdot 10^{5}$	$4{,}2 \cdot 10^{5}$	$12 \cdot 10^{5}$
Kühlung		natürlich	natürlich	verschieden
M_{max}	[Nm]	32,5	1,3	13,4
R_i	[Ω]	0,01	0,32	0,08
R_{ii}	[Ω]	1,00	1,0	1,07
λ_i	[A/cm²]	114	75,4	147
R		1,74	3,08	5
I_{1r}	[A]	0,36	0,09	0,08
I_{2r}	[A]	9	8	2,25
I_{1s}	[A]	10,22	8,5	0,07
I_{2s}	[A]	20,2 ... 40,0	27,9 ... 38,9	2,7 ... 37,1
S_{ab}	[KVA]		4,22	1,8
$Z_1 + Z_2'$	[Ω]	8,88 + j 1,7	0,8 + j 1,4	(1,8 + j 3,33
ΔU_r	[%]	2,1	2,02	1,1
cos φ		0,805	0,92	0,983
η		0,86	0,88	0,94
G_{ges}	[kg]	15	1,7	0,5
G_{Fe}	[kg]	175	1,74	0,2

Tabelle 2

Variante	a		b		c	
	Ritzel	Lauter	Stirnrad	Lauter	Stirn-rad	Lauter
z	18	40	40	36	24	36
m_{tr}	2,5	10	2	20	6	20
b_0	2	2	6	3	3	1
a	2	4	2	1	1	1
N	108	24	24	120	24	120
d_1	[mm]	1,25	1,1	2	1,25	1,8	1,0
l_1	[mm]	1,25	1,85	2,1	1,25	1,0	1,7
l_2	[mm²]	2,08	1,65	1,61	2,23	1	3
Wicklung		1 Schicht			2 Schichten		
z_1		12	2	20	15	10	15
A_{Cu}		0,838	0,902	0,909	0,924	0,923	0,924

konstante, C (30), des höchste Drehmoment, M_{max} (23), die Induktionen im Luftspalt, B_δ und im Ständerjoch, B_{j1}, die Strombelastung A (31), das Übersetzungsverhältniß, k (10), die Ströme, I_1, $I'_2 = I_2/k$, I_0, I_R (Kleinst- und Höchstwert) (2), die elektromagnetische Leistung, (25), den Kurzschluß-scheinwiderstand, $Z_1+Z'_2$, den Spannungsabfall, ΔU (14), den Leistungsfaktor beim Eingang, $\cos\varphi_1$, für sekundärer Wirklast, den Wirkungsgrad, η, das Kupfer- und Gesamtgewicht, G_{cu}, G_t.

In Tabelle 2 sind die Wicklungsdaten für die drei Varianten angegeben : die Zahlen der Nuten, Z, der aktiven Leiter in einer Nut, n_{cr}, der in paralell geschalteten Leiter in der Windung, n_e, der paralell geschalteten Spulen, a und der Windungen je Phase, W, die Durchmesser des blanken und isolierten Leiters, d, d_i, die Stromdichte, j_i, der Spulenschritt, y, die Wicklungsart und der Wicklungsfaktor, k_w.

Für die Varianten a und b ist ein Schleifringasynchronmotor von 11 KW, 380 V, $2p=4$, und der Läuferspannung 305 V weil laufend zweipolige Schleifringmotoren mit solcher Leistung nicht erzeugt werden, benützt. Bei beiden Varianten kann die Kühlung natürlich bleiben.

In der Variante a werden nur die vier Läuferspulen in parallel geschaltet und mit sechs flexible Kabeln zum Klemmenbrett angeschlossen. Das Bremsmoment ist groß und die Regelungsempfindlichkeit klein. Die Variante b wird durch Umwicklung der Maschine für $2p=2$, natürlich mit der gemässigen Verminderung der Luftspaltinduktion um die Sättigung des Joches zu vermeiden, erziehlt. Die Primärwicklung wird am Läufer um nur drei flexible Kabeln zu benötigen, untergebracht. Bei dieser Variante sind Magnetisierungsstrom und Spannungsabfall die kleinsten und der Wirkungsgrad der größte.

Die Variante c wird auf einen 5,5 KW zweipoligen besonderen Motor erzeugt und mit wirksamer Kühlung vorgesehen. Obwohl dieser Drehregler die kleinsten Abmessungen und das mindeste Gewicht hat, ist er durch die Bauschwierigkeiten, den großen Spannungsabfall und die Verluste, nicht wirtschaftlich.

6. Schlußfolgerungen

Diese Arbeit ist den wichtigsten beim Umbauen eines Asynchronmotors in Drehregler erscheinenden Probleme gewidmet.

Es werden die Rechenformeln des Ersatzschaltbildes und die Maschinenkonstante des Drehreglers bestimmt.

Die Analyse der drei vorgeschlagenen Varianten erlaubt die Auswahl der besten Lösung in solchen Fällen.

Technische und wirtschaftliche Gründe haben zur praktischen Nützung der mit natürlicher Kühlung vorgesehenen ersten Variante geführt.

Eingegangen am 6. Juni 1984

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektrotechnik, electrische Messen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Gheorghiu I. S., Fransua Al., *Tratat de maşini electrice*. Vol. III, Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.

2. Важнов А. И., *Электрические машины*. Изд. Энергия, Ленинград, 1979.
3. Kovacs P., *Betriebsverhalten von Asynchronmaschinen*. VEB, Verlag Technik, Berlin, 1957.
4. Nürnberg W., *Die Prüfung elecktrischer Maschinen*. Springer Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1981.
5. Bergman I., *Proiectarea şi construcţia maşinilor electrice*. Inst. polit., Iaşi, 1979.
6. Bergman I., Prisăcaru A., *Cu privire la optimizarea proiectării şi construcţiei regulatoarelor de inducţie trifazate*. Nation. Konf. für Elektrot. u Elektroenerg., Timişoara, 17.—18. Sept. 1982, **IV**, 27 — 36
7. Bergman I., Prisăcaru A., Hagianu D., *Unele probleme privind realizarea regulatoarelor de inducţie trifazate*. Wiss Tagung „Fortschritte in Elektromotorenbau bis 10 KW", Piteşti, 12.—14. Mai 1983.

PARTICULARITĂŢI TEHNICE ALE PROIECTĂRII TRANSFORMĂRII UNUI MOTOR ASINCRON ÎN REGULATOR DE INDUCŢIE

(Rezumat)

Se prezintă rezultatele practice obţinute în urma transformării unui motor asincron în regulator de inducţie, folosind metodele de proiectare expuse.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA,
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.6

THREE-PHASE INVERTER WITH CONDUCTING ANGLES OF MAIN THYRISTORS OF 120°, DESTINED TO INDUCTIVE LOADS

BY

M. LUCANU, VALERIU MUNTEANU and ELENA CREȚU

1. Introduction

The variable speed drives with asynchronous squirrel cage motors are used actually in many industrial applications. This is due both to the performances and the increased efficiency and reliability of the inverters [1].

The thrre-phase inverter with the conducting angle of the main thyristors of 120° is more reliable than that with the conducting angle of 180°. It shows a much safer commutation of the thyristors since the pairs on the same bridge branch are not simultaneously switched [2]. In the case of the resistive loads, the phase and line voltages obtained with the two types of inverters have the same fundamental content [3].

The utilization of the inverter with a 120° conducting angle is restricted in the case of highly inductive loads, due to the alteration of the voltage waveforms [2]. In order to avoid this shortcoming, a modified power circuit was suggested in [4], where the diodes for energy discharging are replaced by three triacs. The utilization of this circuit is possible if the inverter supply source allows the access to a point having a voltage of half the continuous supply voltage of the inverter.

In this work another modified power circuit is suggested, simpler than that from [4], which improves the inverter behaviour at inductive loads with a power factor $\cos \varphi \geqslant 0.5$. The operation of power circuit is presented for both $\cos \varphi \geqslant 0.5$ and $\cos \varphi \leqslant 0.5$.

2. The Operation of the Power Circuit when the Reactive Energy Discharge takes Place at an Angle Lower than 60° ($\cos \varphi \geqslant 0{,}5$)

In Fig. 1 the new modified power circuit of the inverter is presented. The discharging diodes of the reactive energy are replaced by three triacs that are no longer connected at the centre tap of the d.c. source of the inverter but at a common point of the load impedances.

The control of the main thyristors $T1 \ldots T6$ is made as usual but every time when a main thyristor is switched off the triac connected at the corresponding branch is switched on.

The inverter presented in Fig. 1 performs the switch off of the main thyristors by means of the switch secondaries S [3]. The suggested modification can be done in any inverting diagram. As compared to the modified circuit described in [4], our diagram is simpler since no acces is necessary

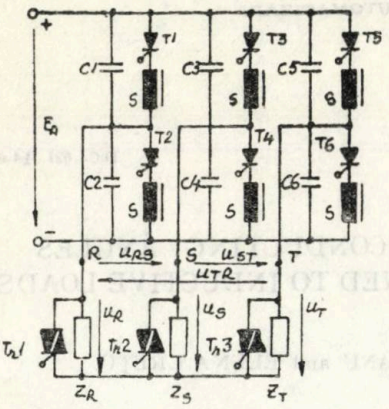


Fig. 1

to a point of the d.c. source, having the voltage half the source voltage and no current transducer is needed.

In Fig. 2 the conduction intervals of the thyristors and triacs are given, as well as the waveforms of the phase and line voltages in the case of inductive energy discharge made on an angle lower than 60°.

Let's suppose that the circuit is at the end of the interval *1*, when the thyristors $T4$ and $T5$ are conducting. At the moment t_1, the thyristor $T5$ is switched off and simultaneously the triac $Tr3$ (connected at the branch of the thyristor $T5$) and the thyristor $T1$ are switched on. The energy stored in the inductor of the T phase will keep the current circulation through z_T, $Tr3$ and we get $u_R=E_A/2$, $u_S=-E_A/2$, $u_T=0$.

At the moment t_2, the current through $Tr3$ vanishes as the discharge of the reactive energy ended and the triac switches off.

At the moment t_3, the thyristor $T4$ is switched off and the triac $Tr2$ and thyristor $T6$ are controlled. The energy stored into the z_S inductor will discharge through $Tr2$ until the moment t_4, when the triac will naturally switch off so that the voltages become $u_R=E_A/2$, $u_S=0$, $u_T=-E_A/2$.

At the moment t_5, $T1$ switches off and $Tr1$ and $T3$ are commanded, than the process are obtained as in the case of purely resistive loads.

The phase voltage r.m.s. value is given by :

$$U_f=\frac{E_A\sqrt{6}}{6}, \tag{1}$$

where E_A is the d.c. supply voltage of the inverter.

Denoting by U_{fn} the r.m.s. value of the n-th harmonic, the harmonics and fundamental content can be computed with the relation :

$$\frac{U_{fn}}{U_f}=\frac{\sqrt{3}}{n\pi}(1-\cos n\pi)\sin\frac{n\pi}{3}. \tag{2}$$

There are no even or third order harmonics and the fundamental content is :

$$\frac{U_{f1}}{U_f}=\frac{3}{\pi}=0.955. \tag{3}$$

3. The Operation of the Power Circuit when the Discharge of Reactive Energy is Done on an Angle Exceeding 60° ($\cos\varphi<0.5$)

The conduction diagrams of the thyristors and triacs are given in Fig. 3, as well as the voltage waveforms for the case when the reactive energy discharge is done at an angle exceeding 60°.

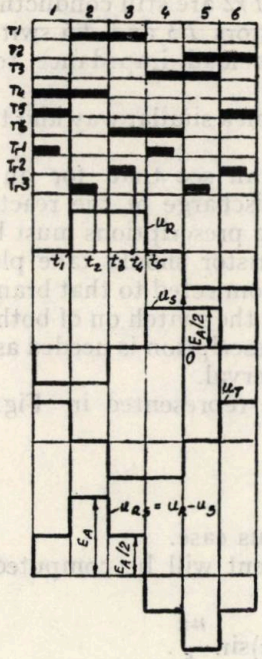


Fig. 2

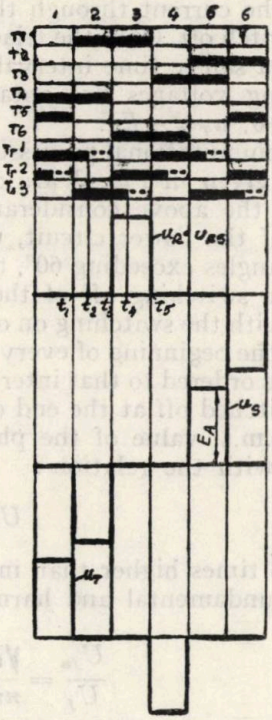


Fig. 3

Let's suppose that the circuit is at the end of the interval *1*, when the thyristors $T4$, $T5$ and the triac $Tr1$ are conducting. At the moment t_1, $T5$ switches off and $Tr3$ on, and after a certain interval the thyristors $T1$ and $T4$ are switched on. Thus $T1$, $T4$, $Tr1$ and $Tr3$ will be conducting and the voltages at the load impedance terminals will be $u_R=0$, $u_S=-E_A$, $u_T=0$. At the moment t_2, the discharge of the energy stored in the inductor of R phase ended, yet the triac $Tr1$ is still conducting, the S phase current closing through it. In Fig. 3, this conducting interval of the triac was represented with a dashed line.

At the moment t_3, the thyristor $T4$ is switched off and the triac $Tr2$ on. The S phase current will close through $Tr2$. As result, the current through the thyristor $T1$ and triac $Tr1$ vanishes and they will switch off. Now only the triacs $Tr2$ and $Tr3$ are conducting. After a time interval equal to the triac recovery time, the thyristors $T1$ and $T6$ are switched on, and the following voltage are obtained at the load impedance terminals : $u_R=E_A$, $u_S=0$, $u_T=0$.

At the moment t_4, the discharge of the energy stored in the T phase inductance ended. The triac $Tr3$ is still conducting, the S phase current flowing through it now.

At the moment t_5, the thyristor $T1$ is switched off and simultaneously $Tr1$ on. The S phase load current will now be closed through the triac $Tr1$.

As result, the current through the thyristor $T6$ and triac $Tr3$ will vanish and they switch off. Only the triacs $Tr1$ and $Tr2$ are still conducting.

After a safety time interval, the thyristors $T3$ and $T6$ switch on and the following voltages are obtained at the load impedance terminals : $u_R=0$, $u_S=0$, $u_T=-E_A$.

The commutational processes are going on a similar way and the voltage waveforms given in Fig. 3 are obtained.

From the above considerations, one can see that for an adequate operation of the power circuit, when the discharge of the reactive energy is done at angles exceeding 60°, the following prescriptions must be obeyed :

a) the switching off of the main thyristor should take place simultaneously with the switching on of the triac connected to that branch ;

b) at the beginning of every conducting the switch on of both thyristors associated is ordered to that interval. This prescription is needed as all thyristors are switched off at the end of every interval.

The r.m.s. value of the phase voltage represented in Fig. 3 will be calculated with the relation :

$$U_f=\frac{E_A\sqrt{3}}{3}, \tag{4}$$

which is $\sqrt{3}$ times higher than in the previous case.

The fundamental and harmonics content will be computed with the relation :

$$\frac{U_{fn}}{U_f}=\frac{\sqrt{6}}{n\pi}(1-\cos n\pi)\sin\frac{n\pi}{6}. \tag{5}$$

There are no even harmonics and the fundamental content is :

$$\frac{U_{f1}}{U_f}=\frac{\sqrt{6}}{\pi}=0.78. \tag{6}$$

One can see that if the reacti e energy discharge is done at an angle exceeding 60°, the fundamental content is highly reduced.

4. Conclusions

A simple power circuit is presented, allowing for the proper operation of the inverter with a conducting angle of the main thyristors of 120° also with of inductive loads.

The same fundamental and harmonic content is obtained as in the case of purely resistive loads if the load power factor is $\cos\varphi\geqslant 0.5$, which corresponds to a discharge angle of the reactive energy lower than 60°. That is the most usual case.

If the load is highly inductive and discharge angles of the reactive energy higher than 60° are necessary, the fundamental content decreases $\sqrt{2}$ times.

Received, March 1, 1984

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers
and
Department of Electrotechnics
and Electrical Machines and Measurements

REFERENCES

1. Chauprade R., *Commande électronique des moteurs à courant alternatif*. R.G.É., **83**, *10*, 819 – 841 (1976).
2. Meyer M., *Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutaţie forţată*, (transl.from. German). Ed. Tehn. Buc., 1970, 176 – 182.
3. Lucanu M., *Electronică industrială*. Inst. polit., Iaşi, 1980.
4. Lucanu M., Munteanu Val., Hriţcu Al., *Optimizarea invertorului trifazat cu unghiul de conducţie a tiristoarelor principale de 120°*. Symp. of. Electronic Technology and Fiability, Jassy, Dec. 1– 3, 1983, II, 757 – 766.

INVERTOR TRIFAZAT CU UNGHIUL DE CONDUCŢIE A TIRISTOARELOR PRINCIPALE DE 120°, DESTINAT SARCINILOR INDUCTIVE

(Rezumat)

Se prezintă un circuit de forţă simplu, pentru un invertor trifazat cu unghiul de conducţie a tiristoarelor principale de 120°, care se comportă în cazul sarcinilor inductive cu $\cos \varphi \geq 0,5$ ca şi în cazul sarcinilor pur rezistive.

Se analizează funcţionarea circuitului atît în situaţia în care $\cos \varphi \geqslant 0,5$ cît şi atunci cînd $\cos \varphi < 0,5$.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.333

CONSIDÉRATIONS CONCERNANT L'ÉTABLISSEMENT DES PROJETS DES MOTEURS LINÉAIRES D'INDUCTION À ENROULEMENTS DU TYPE „ANNEAU"

PAR

GH LIVINŢ, LUCIAN CIOBANU, LORIN CANTEMIR et CLAUDIA BOTEZ

1. Introduction

Le problème de l'établissement des projets des moteurs linéaires d'induction suppose la détermination des dimensions géometriques de la machine lorsqu'on connait les matériaux utilisés pour son exécution et les performances à obtenir

Puisque les calculs sont assez compliqués, la solution du problème implique l'utilisation des calculateurs électroniques. On peut établir divers programmes de calcul qui doivent réaliser: a) la détermination des caractéristiques du moteur linéaire en connaissant ses dimensions géométriques à l'aide des programmes d'analyse ; b) la détermination des dimensions géométriques du moteur linéaire d'induction (MLI) pour les paramètres nominaux imposés en utilisant des programmes de synthèse (d'établissement du projet) ; c) l'optimisation d'une grandeur choisie dans le cadre des programmes d'établissement du projet.

On a présenté dans les travaux antérieurs [4], [5], [7] des méthodes d'établissement du projet du MLI, ayant certaines constructions particulières.

Sur la base des relations de détermination des paramètres du MLI, à enroulements du type „anneau", relations établies dans les travaux [1]...[3], nous présentons dans ce qui suit une méthode d'établissement du projet de ces moteurs et des programmes de calcul pour la vérification et la synthèse de celui-ci. Des difficultés apparaissent dans l'étape d'établissement du projet du MLI à cause des effets spécifiques qui exercent des influences sur ses performances et sur ses paramètres.

2. L'établissement des relations de calcul

Pour dimensionner le MLI à enroulement du type „anneau" on admet les hypothèses ci-dessous, acceptées dans d'autres travaux [4]...[7] : a) on prend en considération seulement l'onde fondamentale directe de l'induction magnétique dans l'entrefer ; b) on néglige les pertes dans le fer inducteur ; c) on néglige la réactance de fuites du rail (de l'induit) ; d) les effets spécifiques du MLI (effet de bord, effet d'extrémité, effet pelliculaire dans le rail) sont pris en considération par l'intermédiaire de certains coefficients qui dépendent du glissement.

Dans la Fig. 1 on présente le modèle simplifié du MLI bilatéral à enroulements du type „anneau" et la signification de quelques unes des grandeurs géometriques utilisées.

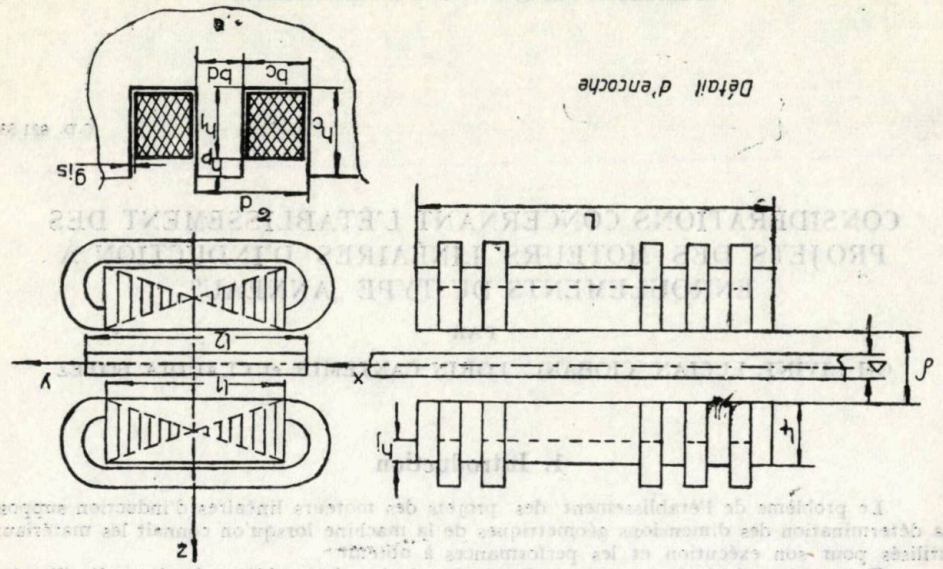


Fig. 1

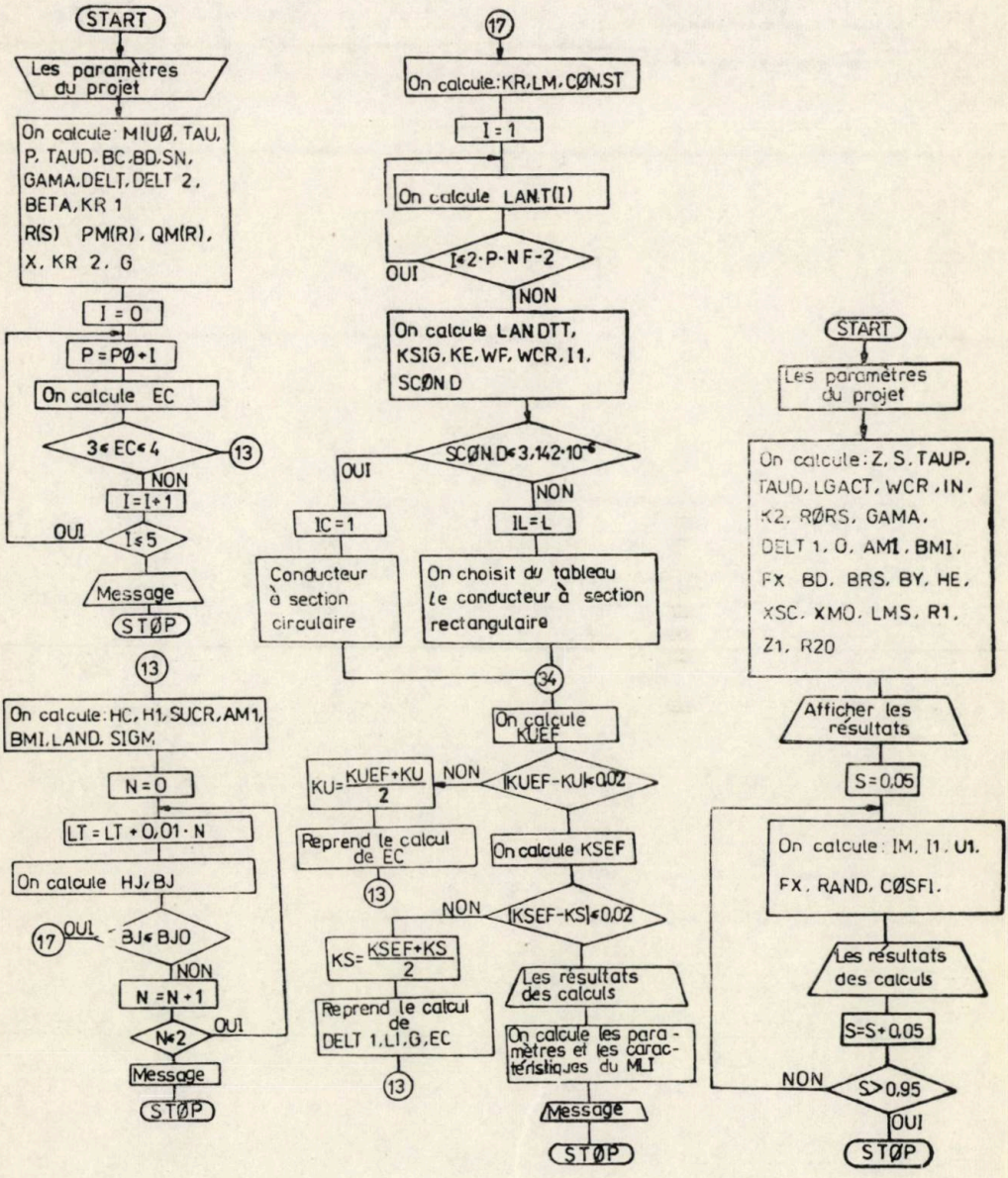
2.1. Programme d'etablissement du projet (synthèse)

Pour établir le projet on impose les suivants paramètres nominaux : la tension de phase U_1 ; la fréquence f_1 ; la force de traction nominale F_{xn} ; la vitesse nominale v ; le glissement nominal s_n ; on adopte le nombre de phases m, le nombre d'encoches pour chaque pôle et chaque phase q ; l'entrefer δ ; l'épaisseur de l'induit Δ ; la résistivité de l'induit ρ_{Al} ; la résistivité du conducteur de l'enroulement inducteur ρ_{Cu} ; l'épaisseur de l'isolation de l'encoche g_{i_s}.

Pour une série de grandeurs on choisit, sur la base des recommandations bibliographiques [4]...[7] et de l'expérience du chercheur, les valeurs imposées dans les limites de variation indiquées ci-dessous, à savoir : le coefficient de la forme du champ $k_f = 0{,}97...1$; le coefficient de saturation $k_s = 1{,}02...1{,}05$; le coefficient de remplissement de l'encoche $k_u = 0{,}5...0{,}65$; la longueur de la partie sans encoches d'une extrémité du moteur l_c ; le rapport entre la largeur de l'encoche b_c et la pas dentaire τ_d, $(\varepsilon_d = b_c/\tau_d = 0{,}6...0{,}7)$; le facteur d'enroulement k_w ; la densité de courant $j_{Cu} = (4...5{,}5)10^6$ [A/m²] ; l'induction dans l'armature $B_j = 1{,}2...1{,}5$ [T] ; l'induction dans les dents $B_d = 1{,}7...1{,}75$ [T] ; la perméabilité relative du fer $\mu_{Fe} = 450...8\,000$.

Ces grandeurs constituent les données initiales du programme de calcul indiqué dans l'organigramme de la Fig. 2 *a*.

En partant de ces données on calcule les suivantes grandeurs indépendantes du glissement : la vitesse de synchronisme v_1, le pas polaire τ_p, le pas dentaire τ_d, la largeur de l'encoche b_c, la largeur d'un dent b_d, le coefficient de Carter K_C, avec les relations :


START
Les paramètres du projet
On calcule: MIUØ, TAU, P, TAUD, BC, BD, SN, GAMA, DELT, DELT 2, BETA, KR 1
R(S) PM(R), QM(R), X, KR 2, G
I = 0
P = PØ + I
On calcule EC
3 ≤ EC ≤ 4
13
NON
I = I + 1
OUI
I ≤ 5
Message
STØP
13
On calcule: HC, H1, SUCR, AM1, BMI, LAND, SIGM
N = 0
LT = LT + 0,01 · N
On calcule HJ, BJ
17
OUI
BJ ≤ BJO
NON
N = N + 1
N ≤ 2
OUI
Message
STØP
17
On calcule: KR, LM, CØNST
I = 1
On calcule LANT(I)
I ≤ 2 · P · NF - 2
OUI
NON
On calcule LANDTT, KSIG, KE, WF, WCR, I1, SCØND
SCØND ≤ 3,142 · 10⁻⁶
OUI
NON
IC = 1
IL = L
Conducteur à section circulaire
On choisit du tableau le conducteur à section rectangulaire
34
On calcule KUEF
KU = (KUEF + KU) / 2
NON
|KUEF - KU| ≤ 0,02
Reprend le calcul de EC
13
On calcule KSEF
NON
|KSEF - KS| ≤ 0,02
KS = (KSEF + KS) / 2
Reprend le calcul de DELT 1, LI, G, EC
13
Les résultats des calculs
On calcule les paramètres et les caractéristiques du MLI
Message
STØP
START
Les paramètres du projet
On calcule: Z, S, TAUP, TAUD, LGACT, WCR, IN, K2, RØRS, GAMA, DELT 1, 0, AM1, BMI, FX BD, BRS, BY, HE, XSC, XMO, LMS, R1, Z1, R20
Afficher les résultats
S = 0,05
On calcule: IM, I1, U1, FX, RAND, CØSF1.
Les résultats des calculs
S = S + 0,05
NON
S > 0,95
OUI
STØP

a *b*

Fig. 2

$$(1)\quad \begin{cases} v_1 = \dfrac{v}{1-s_n}\ ;\ \tau_p = \dfrac{v_1}{2f_1}\ ;\ \tau_d = \dfrac{\tau_p}{mq}\ ;\ b_c = \varepsilon_d \tau_d\ ; \\ b_d = \tau_d - b_c\ ;\ K_C = \dfrac{\tau_d}{\tau_d - \gamma\delta/2}, \end{cases}$$

où :

$$\gamma = \frac{4}{\pi}\left\{\frac{b_c}{\delta}\operatorname{arc\,tg}\left(\frac{b_c}{\delta}\right) - \ln\left[1+\left(\frac{b_c}{\delta}\right)^2\right]\right\}.$$

L'entrefer équivalent est calculé à l'aide de la formule :

$$(2)\qquad \delta' = K_C k_s \delta.$$

On choisit les valeurs initiales pour la largeur de l'inducteur l_1, la largeur de l'induit l_2 et on calcule le coefficient de correction de la résistivité de l'induit du à l'effect de bord :

$$(3)\qquad K_r = 1 + \frac{1}{\dfrac{\pi l_1}{2\tau_p}\left[\operatorname{cth}\dfrac{\pi l_1}{2\tau_p} - \dfrac{2\tau_p}{\pi l_1} + \operatorname{th}\dfrac{\pi(l_2-l_1)}{2\tau_p}\right]}.$$

On calcule ensuite le facteur de qualité du MLI :

$$(4)\qquad G = \frac{2\mu_0 f_1 \tau_p^2}{\pi\delta' K_r \rho_{Al}}.$$

En adoptant une valeur préliminaire pour le nombre de paires de pôles $2p$, on calcule le rapport ε_c entre la profondeur h_c et la largeur b_c de l'encoche à l'aide de la relation donnée dans [4] adaptée pour les enroulements du type „anneau" à encoche complètement ouverte :

$$(5)\qquad \varepsilon_c = \frac{1}{\varepsilon_d - \dfrac{2g_{is}}{\tau_d}}\sqrt{\frac{(1{,}1\ldots1{,}3)\,F_{xn}\pi\delta'(1+s_n^2G^2)}{\mu_0 p l_i s_n G}}\,\frac{1}{2\sqrt{2k_w j_{Cu}\tau_d\varepsilon_d\tau_p}} + \frac{4g_{is}+h_p}{\tau_d},$$

où : le coefficient 1,1...1,3 tient compte de la diminution de la force de traction due aux effects longitudinaux ; l_i est la longeur idéale de l'inducteur, déterminée par la formule :

$$(6)\qquad l_i = l_1 + 2\delta'\frac{b_d}{\tau_d}\ ;$$

$h_p = 0{,}001\ldots0{,}002$ [m] — la hauteur de l'isolation rigide de la partie supérieure de l'encoche.

Si la grandeur de coefficient ε_c n'est pas située dans l'intervalle [3, 4] [4], on modifie le nombre de paires de pôles p ou la largeur de l'inducteur l_1 jusqu'à ce qu'on réalise cette condition. On détermine la surface utile de l'encoche à l'aide de la relation de [4] adoptée pour le cas des encoches ouvertes :

$$S_{ucr}=\tau_d^2\varepsilon_d\left[\varepsilon_c\left(\varepsilon_d-\frac{2g_{is}}{\tau_d}\right)-\frac{4g_{is}+h_p}{\tau_d}\right]. \tag{7}$$

On peut déterminer, ensuite, les suivantes grandeurs électromagnétiques du MLI: le chargement linéaire A_{m1} et l'induction dans l'entrefer $B_{\delta m}$ par les formules :

$$A_{m1}=\frac{2\sqrt{2}k_w j_{Cu}k_u S_{ucr}}{\tau_d}, \tag{8}$$

$$B_{\delta m}=\frac{\mu_0\tau_p A_{m1}}{\pi\delta'\sqrt{1+(sG)^2}}. \tag{9}$$

On adopte une largeur l_t de la tôle, on détermine la hauteur h_j de l'armature et on calcule l'induction de celle-ci (B_j) à l'aide de la relation :

$$B_j=\frac{2\tau_p l_i B_{\delta m}(1+\sigma)}{0{,}95\pi l_1 h_j}, \tag{10}$$

où :

$$\begin{cases}\sigma=\dfrac{\pi^2\delta'(h_1/2b_c+\lambda_d)l_1\sqrt{1+(sG)^2}}{4m\tau_p k_w q l_i}, & h_1=h_c-0{,}002,\\ \lambda_d=\dfrac{1}{\pi}\left\{\dfrac{1}{2}\ln\left[\dfrac{2+(b_c/\delta)^2}{4}\right]+\dfrac{\delta}{b_c}\operatorname{arctg}\dfrac{b_c}{\delta}\right\}.\end{cases} \tag{11}$$

On vérifie si B_j se situe dans les limites 1,2...1,5 [T], mentionnées ci-dessous.

On calcule ensuite les valeurs rapportées à la réactance de magnétisation X_{m0} de la résistance de l'inducteur R_1 et de la réactance de fuites $X_{\sigma 1}$ à l'aide des relations de [2], [3] pour les enroulement du type „anneau" et des encoches ouvertes :

$$K_R=\frac{\rho_{cu}[2l_1+\pi(h_j+h_c)]3\delta(6p+1)}{2\omega_1\mu_0 b_d l_i(30p+14)k_u S_{ucr}}, \tag{12}$$

$$K_\sigma=\frac{3\delta(6p+1)}{2b_d l_i(30p+14)}\left[0{,}26l_1+0{,}52h_j+0{,}144L+l_1\left(\frac{h_1}{3b_c}+\frac{h_p}{b_c}\right)+\frac{1}{2p}\sum_{i=1}^{2p}\lambda_{Ti}+l_1\lambda_d\right], \tag{13}$$

où :

$$\lambda_{Ti}=\frac{1{,}28h_c b_d}{b_c+b_d}\sum_{j=1}^{i}\sum_{k=j}^{2pmq-1-i+j}\frac{1}{k},\quad (i=1,4,\ldots,2pmq-2).$$

On calcule le coefficient K_E à l'aide de la relation [4] :

$$K_E=\frac{1}{\sqrt{1+(sG)^2}\sqrt{\left[K_R+\dfrac{sG}{1+(sG)^2}\right]^2+\left[K_\sigma+\dfrac{1}{1+(sG)^2}\right]^2}}. \tag{14}$$

On détermine le nombre de spires par phase et par encoche :

$$w_1=\frac{K_E U_1}{2\sqrt{2}f_1 k_f k_w\tau_p l_i B_{\delta m}};\quad w_{cr}=\frac{w_1}{2pq}. \tag{15}$$

On calcule le courant nominal I_1 et on choisit la section circulaire ou rectangulaire du conducteur de l'enroulement inducteur :

(16) $$I_1 = \frac{p\tau_p A_{m1}}{\sqrt{2}mw_1k_w},$$

$S_{cond} = I_1/j_{Cu}$ et donc

(17) $$d = \sqrt{\frac{4I_1}{\pi j_{Cu}}},$$

où d est le diamètre de conducteur.

On vérifie si les différences entre les valeurs calculées et celles adoptées initialement pour le coefficient de remplissement K_u et pour le coefficient de saturation K_s sont plus petites que 2...3% [4] :

(18) $$|K_{u\,eff} - K_u| \leqslant 0{,}02\ ;\ |K_{s\,eff} - K_s| \leqslant 0{,}02,$$

où :

(19) $$K_{u\,eff} = \frac{w_{cr}S_{cond}}{S_{ucr}},\ K_{s\,eff} = \left\{1 + \frac{l_i\tau_d h_c}{\mu_{rFe}l_i b_d\delta}\left[1{,}2 + \frac{2\tau_p^2 l_i(1+\sigma)}{0{,}95\,\pi\mu_{rFe}h_j l_1\delta}\right]\right\}.$$

Si ces inégalités ne sont pas respectées on adopte de nouvelles valeurs pour K_u et K_s égales aux valeurs moyennes situées entre les valeurs adoptées initialement et les valeurs calculées et on reprend le calcul en commençant par le calcul du rapport ε_c entre la hauteur h_c et la largeur de l'encoche b_c.

Après avoir fini les calculs pour l'établissement du projet on détermine les paramètres du schéma équivalent du MLI bilatéral à enroulements en „anneau" à l'aide des relations [3], [4] :

(20) $$\begin{cases} X_{m0} = \dfrac{4\pi f_1(2w_{cr})^2\mu_0\tau_d l_i}{3\delta'(6p+1)}(30p^2+14p),\ R_1 = K_R X_{m0}\ ; \\ X_{\sigma 1} = K_\sigma X_{m0}\ ;\ R'_{20} = \dfrac{X_{m0}}{G}, \end{cases}$$

où : X_{m0}—la réactance de magnétisation ; R_1—la résistance de l'enroulement inducteur ; $X_{\sigma 1}$—la réactance de dispersion ; R'_{20}—la résistance de l'induit.

On introduit des coefficients qui dépendent du glissement, à savoir [8] ;

(21) $$R'_2 = K_{R1}(s)R'_{20}\ ;\ X_m = K_\mu(s)X_{m0}\ ;\ F_x = K_i(s)F_{x0},$$

où : $K_{R1}(s)$ reflète l'influence de l'effet pelliculaire ; $K_\mu(s)$ et $K_i(s)$ tiennent compte, respectivement, de l'influence de l'effet transversal et longitudinal.

On détermine les perfomances du MLI à l'aide des relations :

(22) $$\begin{cases} I_{1a} = \dfrac{U_1(C_1A_1 + C_2B_1)}{A_1^2 + B_1^2},\ I_{1r} = \dfrac{U_1(C_2A_1 - C_1B_1)}{A_1^2 + B_1^2}\ ; \\ I_{2a} = -\dfrac{U_1C_2B_1}{A_1^2 + B_1^2},\ I_{2r} = -\dfrac{U_1C_2A_1}{A_1^2 + B_1^2}\ ; \end{cases}$$

(23) $$F_x = \frac{1}{v_1}3X_m(I_{1r}I_{2a} - I_{1a}I_{2r}),$$

(24) $$\cos\varphi = \frac{I_{1a}}{\sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2}},\ \eta = \frac{F_x v}{\sqrt{3}U I\cos\varphi},$$

où :

$$(25) \qquad A_1=\frac{1}{s}R_1R_2'-X_mX_{\sigma 1},\quad B_1=\frac{R_2'}{s}(X_{\sigma 1}+X_m)+R_1X_m;\quad C_1=\frac{R_2'}{s};\quad C_2=X_m.$$

2.2. Le programme d'analyse

Le programme d'analyse suppose la connaisance des dimensions géométriques de la machine, du type d'enroulement et des matériaux utilisés. On détermine les paramètres du schéma équivalent et les performances de la machine. L'organigramme du programme est présenté dans la Fig. 2 *b*. À l'aide des relations (1)...(4), (10)...(14) et (20) on détermine les paramètres du schéma équivalent. Les caractéristiques énergétiques et les performances du MLI sont déterminées à l'aide des relations (21)...(25). On vérifie les valeurs de l'induction de l'armature et le coefficient de saturation avec les relations (10) et (19). En utilisant la relation (17) on calcule la densité de courant pour le glissement nominal.

Les résultats des calculs sont donnés dans les tableaux 1...3.

3. Tests expérimentaux

Ces programmes ont été utilisés pour l'établissement des projets d'une série de moteurs linéaires nécessaires à la réalisation de certains entraînements électriques dans le cadre des contrats de recherche scientifique. On donne pour exemple le programme d'établissement du projet pour deux moteurs linéaires, les données initiales figurant dans le tableau 1 et les principales dimensions calculées en étant présentées dans le tableau 2.

Tableau 1

No.	U_1 V	f_1 Hz	v_1 m/s	v_n m/s	δ m	2Δ m	F_{xn} N
1	220	50	6,6	5,28	0,015	0,005	422
2	220	50	6,0	4,8	0,015	0,004	57

Tableau 2

No.	L m	l_1 m	l_t m	l_2 m	h_c m	b_c m	b_d m
1	0,85	0,12	0,07	0,25	0,045	0,012	0,01
2	0,45	0,135	0,055	0,25	0,033	0,012	0,008

Les paramètres électriques du schéma équivalent, pour les deux moteurs linéaires, sont indiqués dans le tableau 3.

Tableau 3

Nr.	R_1 Ω	X_{m0} Ω	$X_{\sigma 1}$ Ω	R_{20} Ω
1	0,441	1,705	4,002	1,19
2	5,368	16,605	37,957	13,837

Dans les fig.3 et 4 sont repésentées les caractéristiques suivantes: F_x—force de traction ; I_1—le courant inducteur ; η—le rendement ; cos φ—le facteur de

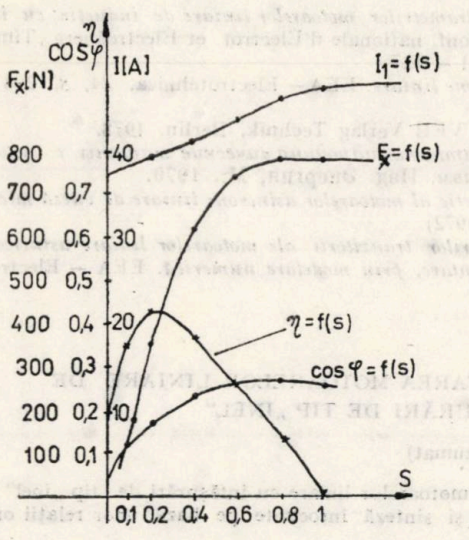


Fig. 3

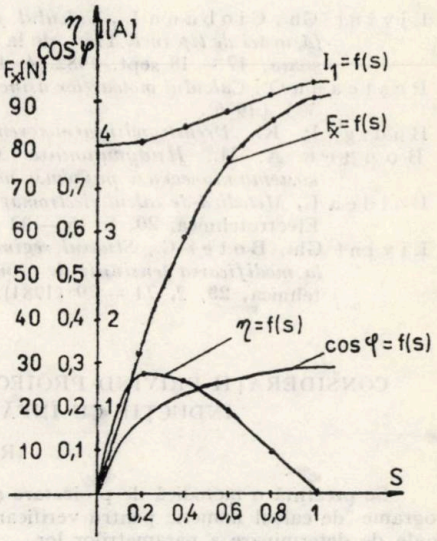


Fig. 4

puissance, en fonction du glissement, pour les deux moteurs linéaires. On y a marqué aussi les valeurs expérimentales obtenues aux bancs d'essai construits dans le laboratoire.

4. Conclusions

On présente une méthode d'établissement du projet des MLI aux enroulements du type „anneau" basée sur des relations originales de détermination de leurs paramètres.

On a tenu compte des effets spécifiques dans le fonctionnement des moteurs linéaires par des coefficients qui dépendent du glissement et qui corrigent certains paramètres du schéma équivalent.

Les programmes de synthèse et d'analyse réalisés en langage FORTRAN permettent l'établissement de projets rigoureux et optimisés des MLI. Les résultats des programmes de calcul on été appliqués dans le cadre des contrats de recherche scientifique.

Reçue le 15 septembre 1983

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Utilisation de l'énergie électrique et automations

BIBLIOGRAPHIE

1. Livinţ Gh., Cantemir L., *Calculul inductanţelor înfăşurărilor plane într-un strat.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXII (XXVI)** *1 — 2*, s. III (1976).
2. Cantemir L., Livinţ Gh., *Consideraţii asupra permeanţelor fluxului de scăpări ale înfăşurărilor de tip inel utilizate la motoarele liniare.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXIII (XXVII)** *1 — 2*, s. III (1977).

3. Livinţ Gh., Ciobanu L., *Calculul parametrilor motoarelor liniare de inducţie cu înfăşurări de tip inel.* Trav. de la Conf. nationale d'Électrot. et Électroénerg., Timişoara, 17 — 18 sept. 1982, **4**, 121 — 127.
4. Peşteanu O., *Calculul motoarelor asincrone liniare.* EEA — Electrotehnica, **24**, *8*, 298 — 303 (1976).
5. Budig P. K., *Drehstromlinearmotoren.* VEB Verlag Technik, Berlin, 1978.
6. Волдек А. И., *Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом.* Изд. Энергия, М., 1970.
7. Boldea I., *Metodică de calcul electromagnetic al motoarelor asincrone liniare de viteză mică.* Electrotehnica, **20**, *1*, 16 — 32 (1972).
8. Livinţ Gh., Botez C., *Studiul regimurilor tranzitorii ale motoarelor liniare asincrone la modificarea tensiunii de alimentare, prin modelare numerică.* EEA — Electrotehnica, **29**, *2*, 71 — 79 (1981).

CONSIDERAŢII PRIVIND PROIECTAREA MOTOARELOR LINIARE DE INDUCŢIE CU ÎNFĂŞURĂRI DE TIP „INEL"

(Rezumat)

Se prezintă o metodică de proiectare a motoarelor liniare cu înfăşurări de tip „inel" şi programe de calcul numeric pentru verificare şi sinteză întocmite pe baza unor relaţii originale de determinare a parametrilor lor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.313.333

THE OVERLOAD LIMITS OF DOUBLE STATOR BOUCHEROT MOTOR WITH BRANCHED CONNECTED ROTOR RESISTORS

BY

MIRCEA OPRIȘOR

1. Introduction

In [1] we have analysed the carrying capacity of Boucherot motor which can be controlled with (or without) series rotor resistors. In this paper we analyse this motor with balanced connected resistors in derivation on the common rotor circuit (Fig. 1 *a*).

To simplify the analytical treatment, the two asynchronous component machines are considered identical constructed and the proper stator or series supplementary rotor resistances are neglected. The torques and slips are determined proportional to nominal values of starting torque T_s, peak torque T_k, respectively critical slip s_k of component machines. For comparison, the real value of supplementary rotor resistance on phase R is assumed to be identic with that connected in series in [1]; for that, here the rotor resistance reported value on phase is:

$$r_d = \frac{R_r}{R_r + 2R}. \tag{1}$$

2. The Motor Carrying Capacity

The total torque of motor with branched connected rotor resistors [2]:

$$T = 2T_k \left(\frac{s}{s_k}\right) \left[\frac{1-\cos\Phi}{1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2} + r_d \frac{1+\cos\Phi}{1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2}\right], \text{ [Nm]}, \tag{2}$$

depends on constructive parameters of component machines (by T_k and s_k), the supplementary rotor resistance size r_d and the displacement angle between the stator homolog poles'axes Φ; we consider that the mobile stator is turned in reverse sense to the stator fie ds ($\Phi < 0$). The torque given by the Eq. (2) is superior to Boucherot motor torque without supplementary rotor resistors, that is with $r_d = 0$ and (according to [1]) $r_s = 1$, which is noted with T_1:

$$T = T_1 + \frac{2T_k}{1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2} r_d \left(\frac{s}{s_k}\right)(1+\cos\Phi), \text{ [Nm]}. \tag{3}$$

The supplementary torque, represented by the second term from right side of Eq. (3), is due to the rotor current component which traverses the branched rotor resistors. It must be forseen that this connection has a superior carrying capacity.

Cancelling the Eq. (2) derivative w.r.t. the controlled parameter Φ, we find :

$$2T_k\left(\frac{s}{s_k}\right)\left[\frac{1}{1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2}-\frac{r_d}{1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2}\right]\sin\Phi=0, \tag{4}$$

from where results that the Eq. (2) has a maximum for $r_d=1$ (triphase rotor short-circuit) irrespective of Φ angle, but depending on s/s_k :

$$T_{max}=\frac{4T_k\left(\frac{s}{s_k}\right)}{1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2}, \text{ [Nm]}. \tag{5}$$

On the other side, the condition $\sin\Phi=0$ supplies to the Eq. (2) a maximum for $\Phi=0°$ el. and for $\Phi=180°$ el. In the two cases, the right side terms of the Eq. (2) are cancelled one by one, that is the component machines work corresponds to their coaxial running with independent rotor circuits connected on the supplementary resistors $2R$, respectively in short-circuit. This fact can be explained by the absence of any interaction between the rotor currents. The Eq. (2) minimum corresponds at $s=0$, that is at ideal unloaded work, when $T=0$.

The motor carrying capacity, when Φ varies, is established cancelling the Eq. (2) derivative w.r.t. the slip. The following equality results :

$$\left[1-\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]\left[1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]^2(1-\cos\Phi)+r_d\left[1-r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]\left[1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]^2(1+\cos\Phi)=0 \tag{6}$$

that is for $\Phi=0°$ el. ($s_{cr}=s_k/r_d$), or for $\Phi=180°$ el. ($s_{cr}=s_k$), irrespective of r_d, we find two identical maximums of Eq. (2) (Fig. 1 *b*) :

$$T_{cr}=2T_k. \tag{7}$$

When the angle Φ varies between these limits, the critical slip increases comparatively to that of Boucherot motor with series rotor resistors ($s_{cr}=s_k$, according to [1]) so much that Φ or r_d decrease (Fig. 1 *a*). This increase is felt especially for $0\leqslant|\Phi|<90°$ el.

If $r_d=0$ (branched rotor resistors are not connected) or $r_d=1$ (the common rotor circuit is shorted), the motor critical slip does not vary with Φ ($s_{cr}=s_k$). Replacing in Eq. (2) $r_d=0$ and $s/s_k=1$ we find Boucherot motor peak torque with or without series rotor resistors [1] :

$$T_{cr_{(r_d=0)}}=T_k(1-\cos\Phi), \text{ [Nm]}, \tag{8}$$

whose maximum corresponds to $\Phi=180°$ el. and it is identical with that for $r_d=1$ and $s/s_k=1$:

$$T_{cr_{(r_d=1)}}=2T_k, \text{ [Nm]}.$$

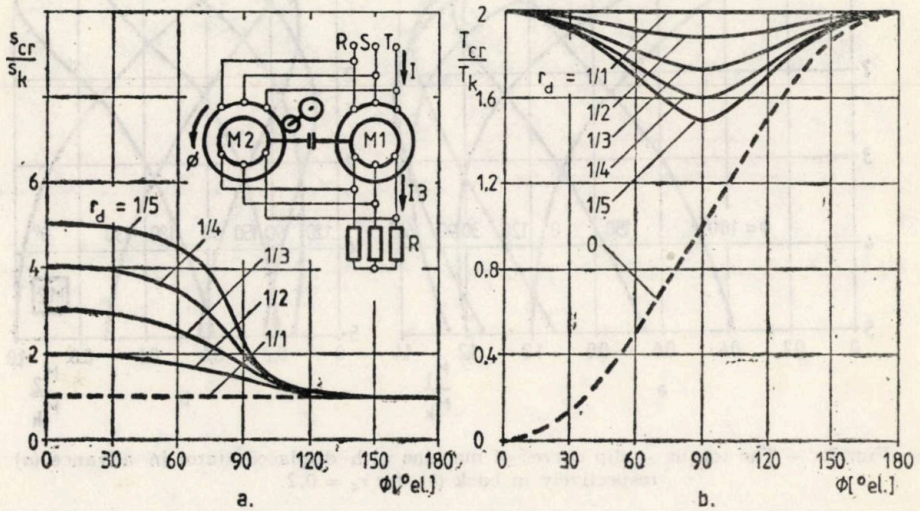


Fig. 1. The influence of angle Φ and the branched rotor resistors size on the Boucherot motor critical slip (*a*) and torque (*b*).

Replacing in Eq. (2) the different points coordinates from Fig. 1 *a**) we find the peak torque variation with Φ and r_d (Fig. 1 *b*). This one is continuous and between the maximums adequate to Eq. (7) we find the peak torque minimum, at $|\Phi| = 90°$ el., where :

$$(9) \qquad \frac{s}{s_k} = \frac{1}{\sqrt{r_d}} \text{ and } T_{cr_{90°}} = 4T_k \frac{\sqrt{r_d}}{1+r_d}, \text{ [Nm]}.$$

The minimum peak torque decrease at once with r_d and in practical cases we must avoid the limit outrunning $r_d < (7-\sqrt{48})$, given by Eq. (9) for $T_{cr} = T_k$, over which the motor carrying capacity decreases under a half from the maximum given by Eq. (7) (Fig. 5, the curve $T_{cr\,min}$).

Except the angle $\Phi = 180°$ el., all the peak torque values, obtained when the displacement angle varies in the domain $0 \leqslant |\Phi| < 180°$ el., are superior to the values homologous to the motor with series rotor resistors (the curve with interrupted line from Fig. 1 *b*).

The variation of Boucherot motor carrying capacity presented must be explained by the component machines behaviour.

3. The Carryings-limit of the Component Asynchronous Machines

Eq. (2) is the result of the developed torques sum, on common shaft, by the component machines :

$$(10) \quad T_{1,2} = T_k \left(\frac{s}{s_k}\right) \left\{ \frac{1-\cos\Phi}{1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2} + \frac{r_d(1+\cos\Phi)}{1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2} \pm \frac{(1-r_d^2)\left(\frac{s}{s_k}\right)\sin\Phi}{\left[1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]^2 \left[1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]^2} \right\}, \text{ [Nm]}.$$

*) In all the cases, we have determined these values by calculation.

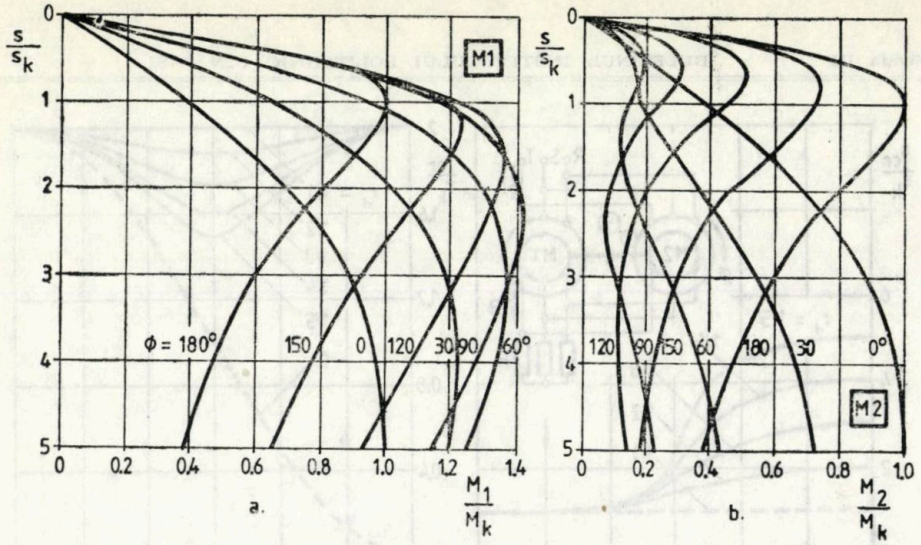


Fig. 2. — The torque — slip curves of machine with displaced stator in advance (*a*) respectively in back (*b*), for $r_d = 0{,}2$.

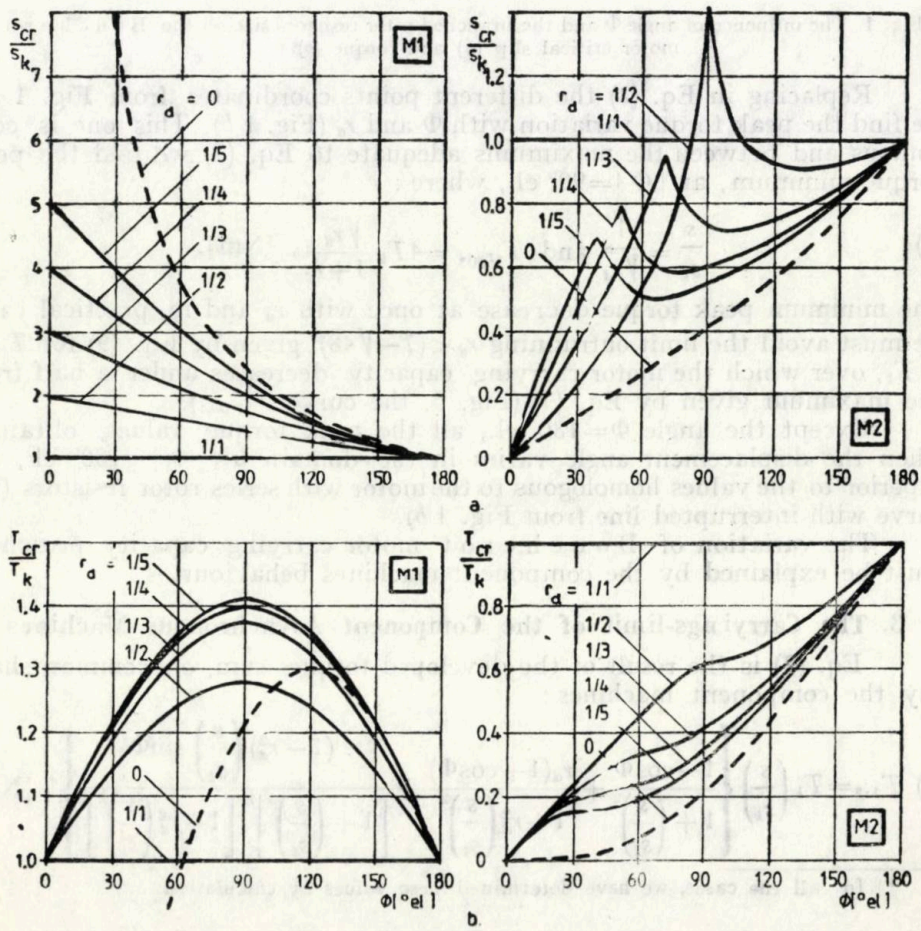


Fig. 3. — The influence of angle Φ and parameter r_d on the critical slip (*a*), respectively peak torque (*b*), of B o u c h e r o t motor component machines; the machine with displaced stator in advance is *M*1.

Their variation with s and Φ (Fig. 2) indicates a different carrying of the two machines. We must mention that Fig. 2 represents also the component machines torques of electrical selsyn drive without auxiliary machines. The torque—slip curve, for the work at nominal parameters as independent asynchronous motor, is obtained in both of cases only for $\Phi=180°$ el.

Cancelling the Eq. (10) derivative w.r.t. the slip we find the critical slip variation with Φ and r_d (Fig. 3 *a*) :

$$\left[1-\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]\left[1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right](1-\cos\Phi)+r_d\left[1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]\left[1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]^2(1+\cos\Phi)\pm$$

$$\pm 2\left\{r_d^2\left[1+\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]^2-\left[1+r_d^2\left(\frac{s}{s_k}\right)^2\right]^2\right\}\left(\frac{s}{s_k}\right)\sin\Phi=0. \tag{11}$$

At limit ($r_d=0$) we recover the adequate curves at $r_s=1$ from [1].

Replacing in Eq. (10) the curves points coordinates from Fig. 3 *a* we obtain the partial peak torques variation w.r.t. Φ and r_d (Fig. 3 *b*). The maximum carrying capacity corresponds to the machine with displaced stator in advance with $|\Phi|=90°$ el. The critical slip is identical with the whole motor's one (Eq. (9)) therefore is imposed by this machine. Thus, the asynchronous machine with the stator in advance works like a motor with double supply, using two different frequencies, while the second as a converter of rotor frequency, keeping the dependence between this-one and speed, thus the first machine had an asynchronous behaviour.

The peak torque, superior to the nominal peak torque of a component machine T_k :

$$T_{1cr_{90°}}=T_k\frac{2\sqrt{r_d}+(1-r_d)}{1+r_d},\ [\text{Nm}], \tag{12}$$

varies as in Fig. 5 (the curve $T_{1cr\,max}$). For $0.037136\leqslant r_d\leqslant 0.458139$ this one is superior to the maximum obtained by the motor with series rotor resistors [1], $T_{cr90°}=1.3\,T_k$. The branched rotor resistance cannot be increase until the inferior limit of r_d, if the previous condition is preserved ($0.0717967\leqslant r_d$).

The increased carrying of the machine with stator in advance is not associated with the rotor or stator apparent current rise and it must be explained by the power factor compensation of the first machine, owing to the rotor supply from the second machine. Fig. 4 does not distinguish a difference between the rotor currents I_3, experimentally measured, at the motor without supplementary resistors ($r_s=1$, $r_d=0$), or at the motor with series or branched connected resistors. The currents absorbed from network, for $r_s=r_d=0.116$, are almost equal to the connexion with branched resistors corresponds less values. The comparison has been extended marking all the measurements results for $30°<|\Phi|\leqslant 180°$ el. Although all the currents have expressions depending on Φ [2], the total stator current records the most reduced dependence.

The carrying capacity of the machine with the stator displaced in back varies between the same limits as at B o u c h e r o t motor with series rotor resistors [1] (the curve with interrupted line from Fig. 3 *b*), but it is superior to this-one for all the angles $\Phi<180°$ el. From Eqs. (9) and (12) we find :

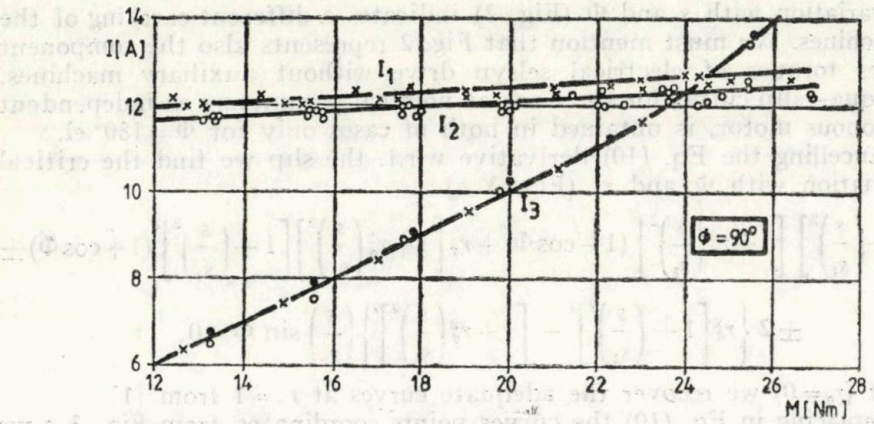


Fig. 4 — Experimental results regarding stator I_1 and I_2, or rotor I_3 currents variation, with B o u c h e r o t motor load, at $|\Phi| = 90°$ el., in supplementary rotor resistors absence (•), or when these are connected in series (×) or in derivation (o).

$$T_{2_{90°}} = T_k \frac{2\sqrt{r_d} - (1 - r_d)}{1 + r_d}, \text{ [Nm]}. \tag{13}$$

This is not the peak torque, because the machine works at the slip imposed by the system, different of the own critical slip adequate to $|\Phi| = 90°$ el.

From Fig. 5 we ascertain that the increase of branched connected rotor resistor passes the machine with the stator displaced in back in regenerative undersynchronous braking duty. From Eq. (10) we find, for $T_2 = 0$ and $|\Phi| = 90°$ el.:

$$r_d = \frac{1 - s_k/s_{cr}}{1 + s_{cr}/s_k}, \tag{14}$$

and, for the slip $s_{cr} = s_k/\sqrt{r_d}$ results $r_d = 3 - \sqrt{8}$ and:

$$T_{1cr_{90°}} = \sqrt{2}T_k. \tag{15}$$

The torque determined in this way does not represent the $T_{1cr_{90°}}$ maximum when r_d varies.

For the system economicity increase, in the absence of another conditions, the following condition must be imposed:

$$r_d \geq 3 - \sqrt{8}, \tag{16}$$

which includes all the conditions for minimum founded for r_d.

4. The Boucherot Motor Starting Capacity

If we consider $s = 1$ in Eq. (2), we obtain the starting torque of the B o u c h e r o t motor with branched connected rotor resistors:

$$T_{(s=1)} = T_s \left[(1 - \cos\Phi) + r_d \frac{1 + s_k^2}{r_d^2 + s_k^2} (1 + \cos\Phi) \right], \text{ [Nm]}. \tag{17}$$

During the control of Φ angle, this-one is maximum when the Eq. (17) derivative w.r.t. Φ is null:

$$(1-r_d)[1-r_d(1/s_k)^2]\sin\Phi=0. \tag{18}$$

The following conditions are imposed : $\sin\Phi=0$, $r_d=1$, $r_d=s_k^2$, almost similar to those for peak torque, which determines :

$$T_{(s=1)}=2T_s\,, \text{ [Nm]}. \tag{19}$$

When $r_d<1$ we find at $\Phi=0°$ el. :

$$T_{(s=1)0°}=2T_s\frac{1+s_k^2}{r_d^2+s_k^2}r_d, \text{ [Nm]}. \tag{20}$$

Therefore, the starting torque exceed the maximum adequate to Eq. (19) if $r_d>s_k^2$. The Eq. (20) and the adequate curves (Fig. 6) are identical with those of B o u c h e r o t motor with series rotor resistors, if $\Phi=180°$ el.

The starting torque *maximum maximorum* (the curve with interrupted line from Fig. 6) is obtained cancelling the Eq. (17) derivative w.r.t. r_d (if $\Phi=0$). From here results $r_d=s_k$ and

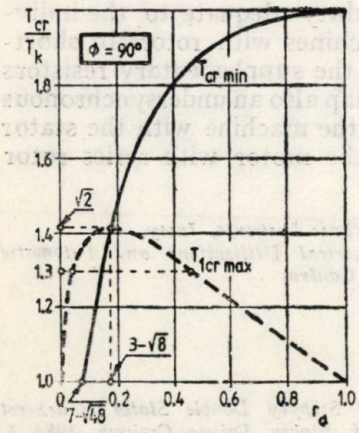


Fig. 5. — The minimum peak torque of B o u c h e r o t motor with branched connected rotor resistors and the maximum peak torque of its machine with armature in advance (the interrupted line).

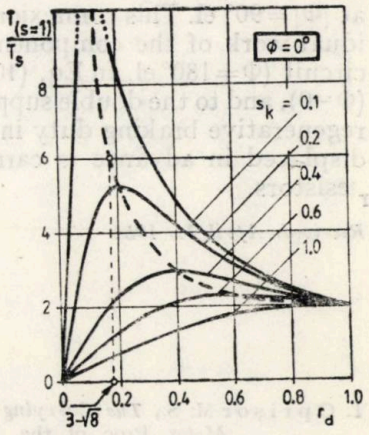


Fig. 6. — The starting torque for some constructions (whith s_k a parameter) of B o u c h e r o t motor with branched connected rotor resistors.

$$T_{(s=1)_{max}}=T_s\frac{1+r_d^2}{r_d}\,, \text{ [Nm]}, \tag{21}$$

respectively. Replacing the condition (16) in the Eq. (21), the B o u c h e r o t motor starting torque *maximum maximorum* becomes :

$$T_{(s=1)_{max}}=6T_s\,, \text{ [Nm]}. \tag{22}$$

For this maximum corresponds actually to the starting, from Eq. (20)

$$s_{k_{max}}=3-\sqrt{8}. \tag{23}$$

The starting torque minimum corresponds to the case when the Eq. (21) derivative w.r.t. r_d is null. From here we find $r_d=1$ and the starting torque corresponds to Eq. (19). This one is alwais bigger than at series resistors motor. Consequently, here the self-ventilation problem at start and reduced speeds is not stringent anymore. However, for $r_d<s_d^2$ the starting torque decreases under $T_{(s=1)}=2T_s$ and the minimum limit admited previously for r_d imposes $0.26795<s_k$.

5. Conclusions

The branched connected supplementary resistors determine starting torques superior to the double of component machines nominal starting torque, if $r_d>s_k^2$. The starting torque is maximum for $\Phi=0°$ el. and the stator displacement control decreases it. Therefore, the connexion is less favourable to the starting, but it is adequate to the speed control.

The branched connected rotor resistors increase the carrying capacity comparatively to the series rotor resistors. But, it is indicate as their size be limited to not decrease inadmissible the motor carrying capacity at $|\Phi|=90°$ el. This connexion overlaps the work duty adequate to the individual work of the component asynchronous machines with rotors in short-circuit ($\Phi=180°$ el. in Eq. (10)), or connected on the supplementary resistors ($\Phi=0$), and to the double supply work. It can overlap also an undersynchronous regenerative braking duty in motor duty. Thus, the machine with the stator displaced in advance is carried more than at the motor with series rotor resistors.

Received, April 24, 1984

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Utilisations and Automatic Control

REFERENCES

1. Oprișor M. S., *The Carrying Capacity of the Shunt Supply Double Stator Boucherot Motor.* Proc. of the IVth National Conf. of Electr. Drives, Craiova, 1984, I, Section A, 111 — 116.
2. Oprișor M. S., *Studii privind posibilitățile de utilizare ale motoarelor asincrone cu dublă alimentare în acționări electrice.* Ph. D. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1974.

LIMITELE DE SUPRAÎNCĂRCARE ALE MOTORULUI BOUCHEROT CU DUBLU STATOR, ALIMENTAT IN DERIVAȚIE ȘI CU REZISTENȚE ROTORICE CONECTATE ÎN DERIVAȚIE

(Rezumat)

Cuplul de pornire maxim la viteza minimă, dar care poate fi reglat și cu rezistențele suplimentare rotorice, alături de capacitatea de încărcare ridicată, în cursul reglajului vitezei, prin modificarea decalajului dintre pozițiile celor două statoare, nu recomandă motorul Boucherot cu dublu stator și rezistențe rotorice derivație pentru pornire. În schimb, această conexiune este adecvată reglajului vitezei. Valoarea rezistenței suplimentare, conectată în derivație pe circuitul rotoric, nu trebuie să depășească anumite limite, impuse de condițiile de pornire sau de încărcare.

ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI
BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA.

D.C. 621.316.1

A COMPUTER PROGRAM FOR OPTIMIZING THE WATTLESS SOURCES EMPLACEMENT AND THE VOLTAGE LEVELS IN URBAN ELECTRIC CURRENT SUPPLY SISTEMS

BY

GH. GEORGESCU, AL. POEATĂ, NINA POEATĂ and VIOLETA ȚĂRANU

1. Introduction

The reactive loads compensation is a complex problem having great economical implications as it influences the power and energy loss levels in distribution networks and the quality of the energy furnished to the consumers.

A mathematical model and a computer program are given in this paper in order to optimize the wattless sources distribution in urban electric power current supply systems, both the model and the program taking into account the particular conditions of these networks. The number of the input data is small and easily obtained by the user and the results are presented using standard type compensation powers.

2. The Mathematical Model

The economical criterion used for the model refers to the „minimum updated total expensions criterion" is given by :

$$(1) \quad A = I + \sum_{i=1}^{n} C_i (1+a)^{-i} - B \sum_{i=1}^{n} \Delta W_i (1+a)^{-i} - K_n K_e \Delta P_{\max} - W_n I (1+a)^{-n},$$

where : n—the period of time for which the study is carried out (in years) ; a—the update rate ; I—the investement for the condenser battery; C_i—the cost of operation for the year i, representing the cost of maintenance and the energy loss inside the condenser battery ; B—the electrical energy cost ; ΔW_i—the energy loss reduction from distributing network elements due to the reactive load compensation, during year i ; K_e—the cost for an installed KW in the power unit for losses covering ; $\Delta P_{\max}$—the power loss reduction by compensation at the maximum power ; $W_n I$—the residual value of the electric equipment at the end of the studied period of time ; K_n—the update coefficient of the investement required for installing of the supplementary sources to cover the power losses.

Relation (1) is valid under the following technical constraints :

a) The balancing sources in every point of the network do not produce wattless power injections before the points located toward the power unit.

b) The distribution network points where the placing of the wattless sources are not allowed, due to some technical reasons (as lack of space, distorting users) are not taken into consideration.

c) The voltage levels for the characteristic regimes must be checked for the network points where the condenser battery are to be installed.

Beside the optimum compensation solution of the reactive load the program determines and prints :

a) The voltage under maximum and minimum regime and the overall analysis indexes of the voltage quality (the average value, the irregularity and the standard deviation) for every network point under the characteristic regimes (summer and winter, for working and non-working days).

b) The optimum control law of the transformer contact plates from the electric power-supply station under the characteristic regimes.

c) The reduction of the power losses at the peak load and those of the yearly losses of the electrical energy by adopting the optimum compensation solution.

d) The optimum power of the transformers located in the transformer points, based on their real operation conditions during the year.

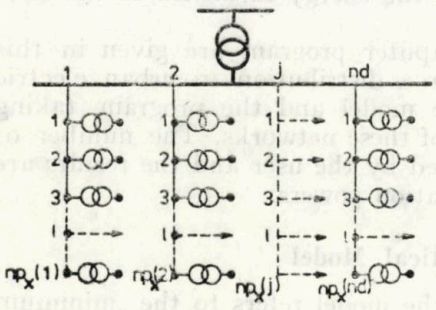


Fig. 1

Using the mathematical model and the computer program presented in this paper, any symmetrical medium voltage urban distribution network, having a scheme as that shown in Fig. 1, can be analysed.

In the program, the following notations have also been used : nd — the number of the feeders ($j=1, 2, 3,..., nd$, the feeder j) ; $np_x(j)$ — the total number of transformer points for the feeder j ($l=1, 2, 3..., np_x(j)$, the point l being on the feeder j).

2.1. The Modelling of the Load Curves of the Distribution Network Points

The dayly load diagrams of the distribution network points under the characteristic regimes are simulated by the computer program by associating other informations from the network to the typical load curve of the consumers. The informations picked up from the network are :

a) The current $I(k)$ or the active power $P(k)$ measured in a point at a random hour of a day :

$$(2)\quad \begin{cases} P(T)=\dfrac{\sqrt{3}U_{nj}I(K)\cos\varphi T(K)}{PT(K)}PT(T)\,; \quad P(T)=\dfrac{P(K)}{PT(K)}PT(T), \\ Q(T)=P(T)\sqrt{\dfrac{1}{\cos^2\varphi T(T)}-1}\,, \end{cases}$$

where : $PT(T)$, $QT(T)$ are the mean value of the active and respectively the wattless powers taken from the typical load curve at the hour T; $\cos \varphi T(K)$ —the value of the power factor for the hour K, corresponding to the typical load curves ; U_{nj}—the nominal low voltage of the transformer.

b) The point power requirement W_{zi} for a 24 hours period of time :

$$P(T)=\frac{W_{zi}}{24} PT(T). \tag{3}$$

c) The statistical mean value of the load factors of the transformers from the transformer points ;

$$P(T)=K_m(P)S_n PT(T), \tag{4}$$

where : $K_m(P)$ is the statistical mean value of the load factors of the transformers from the transformer point for the mean active load of the dayly load diagrams ; S_n—the nominal power of the transformer from the transformer point.

In order to increase the modelling accuracy of the load curves from the distribution network points by using the above mentioned methodology, the program makes the corrections based on the power balance fulfilment for the whole network or for each feeder. The program computes the hoursly load curves of the transformer points during the summer and winter times for both working and non-working days. In order to satisfy this purpose, the dayly load curves from the network points are determined through 24 levels.

When there have not been introduced data for all characteristic workings (informations regarding the point loads, picked up from the network), the program computes first the characteristic regimes that comprise those informations.

For the characteristic regimes with no such specified data, the dayly load curves are approximated on the basis of the load diagrams from the previously determined regimes, and also on the typical load curves and the statistical mean load coeficients of the characteristic regimes, using the relations :

$$P(T)_j=P(T)_k \frac{PT(T)_j}{PT(T)_k} \cdot \frac{K_m(P)_j}{K_m(P)_k}; \quad Q(T)_j=Q(T)_k \frac{QT(T)_j}{QT(T)_k} \cdot \frac{K_m(Q)_j}{K_m(Q)_k}, \tag{5}$$

where : K is an index for the known regime ; j—index for the regime that is being approximated.

1.2. The Optimum Power and Spacing Setting-up for the Compensation Wattless Sources

In order to achieve the optimum power and spacing setting-up for the compensation wattles sources, from the economical point of view, the program use an iterative procedure. In the initial state, the program considers condenser batteries placed in every transformer point on energy low voltage collecting bars and in any electric-power-supply station on every medium voltage collecting bars ; the batteries cover the reactive power that passes through that point, under unbalanced regime :

(6) $$QC_{j,l}=KM_{j,l}Q_1\ ;\quad QC_{ST}=KM_{ST}Q_2,$$

where : $QC_{j,l}QC_{ST}$ are the condenser battery power concerning the initial state in the transformer point (j, l) and the electric-power-supply station ; $KM_{j,l}$, KM_{ST}–the standard type element number that are spaced initialy in the transformer point (j, l) and in the supply station respectively ; Q_1, Q_2– the powers of the standard type condenser batteries of both low and medium voltage respectively.

Then a compensation unit is successively eliminated from every point.

The economical effect of the first compensation unit elimination from the transformer point (j, l) is computed using the relations :

$$dA1_{j,l}=GQ_1+Q_1\left(24p_eB_1.10^{-3}\sum_{r=1}^{4}N_z(r)+C_eG\right)\sum_{i=1}^{n}(1+a)^{-i}-$$

$$-\frac{K_aB_2Q_1}{U_{n1}^2}\cdot 10^{-3}\sum_{r=1}^{4}N_z(r)\left\{\sum_{j=1}^{24}\sum_{m=1}^{l}RI_{j,m}\left[\sum_{n=m}^{np_x(j)}2(K_dQ_{j,n}(r,i)-\right.\right.$$

$$\left.-KM_{j,n}Q_1)+Q_1\right]+RT_{j,l}[2(K_dQ_{j,l}\ (r,i)-KM_{j,l}Q_1-QF_{j,l})+Q_1]\Bigg\}-$$

$$-\frac{K_aB_3Q_1}{U_{n2}^2}10^{-3}R_e\sum_{r=1}^{4}N_z(r)\left\{\sum_{i=1}^{24}\left[2\left(K_dQ_{ST}(r,i)-Q_1\sum_{m=1}^{nd}\sum_{n=1}^{np_x(j)}KM_{m,n}-\right.\right.\right.$$

(7)

$$\left.\left.-KM_{ST}Q_2\right)+Q_1\right]\Bigg\}-\frac{K_eK_nQ_1}{U_{n1}^2}\cdot 10^{-3}\left\{\sum_{m=1}^{l}RL_{j,m}\left[\sum_{n=m}^{np_x(j)}2(K_dQM_{j,n}-\right.\right.$$

$$\left.-KM_{j,n}Q_1)+Q_1\right]+RT_{j,l}[2(K_dQM_{j,l}-KM_{j,l}Q_1-QF_{j,l})+Q_1]\Bigg\}-$$

$$-\frac{K_eK_nQ_1}{U_{n2}^2}\cdot 10^{-3}R_e\left[2\left(K_dQM_{ST}-Q_1\sum_{m=1}^{nd}\sum_{n=1}^{np_x(j)}KM_{m,n}-\right.\right.$$

$$\left.\left.-KM_{ST}Q_2\right)+Q_1\right]-K_rGQ_1,$$

where : G is the cost of Kvar installed in the condenser batteries ; p_c—the specific losses in the condenser batteries ; C_e—the annual spending rate of exploitations of the condenser batteries ; $N_z(r)$—the service days number per year, under the regime r ; B_1, B_2, B_3—the cost of the electric energy for low, medium and high level voltage respectively ; U_{n1}, U_{n2}—the nominal voltage for the distribution and the power supply networks respectively ; K_d—the updating coefficient of spendings used to cover the power losses ; K_a—a coefficient that takes into account the load dynamics during the studied period of time ; K_r—the residual value of the equipment at the end of the studied time ; $RL_{j,m}$ — the resistance of the line section that links the transformer point m to the transformer point $m-1$ related to the j feeder; $RT_{j,l}$ — the resistance of the transformer that the transformer point (j, l) is equipped with ; R_e—the equivalent resistance of the electric current supply

network; $Q_{j,l}(r,i)$, $Q_{ST}(r,i)$ – the reactive power that passes during hour i under regime r through the transformer point (j,l) and the power supply station respectively; $QM_{j,l}$, QM_{ST} – the maximum reactive power (for the peak load of the studied period of time) that passes through the point (j,l) and the power supply station respectively; $QF_{j,l}$ – the magnetisation transformer reactive power from the transformer point (j,l).

When all the economic effects of the first compensation unit elimination from the transformer point $dA1_{j,l}(j=1,2...,\ nd\ ;\ l=1,2,...,np_x(j))$ and from the medium voltage collecting bars of the point dA_{ST} effectively taken out the unit which leads to a maximum economic effect. In the mathematical model this fact is observed by the increase of the coefficient K from that point (K represents the number of the previously eliminated units from the respective point).

Then the computation is repeated by eliminating successively, from the scheme, the compensation units that lead to maximum economic effects. The computation of the elimination economic effects starting with the second iteration is done using the relations :

$$dA_{j,l}=dA1_{j,l}-24\frac{K_aB_2Q_1}{U_{n1}^2}\cdot 10^{-3}\left[2Q_1\left(\sum_{m=1}^{l}RL_{j,m}\left(\sum_{n=m}^{np_x(j)}K_{j,n}+\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.+RT_{j,l}K_{j,l}\right)\right]\sum_{r=1}^{4}N_r(r)-24\frac{K_aB_3Q_1}{U_{n2}^2}\cdot 10^{-3}R_e\left[2\left(Q_1\sum_{m=1}^{nd}\sum_{n=1}^{np_x(j)}K_{m,n}+\right.\right.\right.$$

(8)

$$\left.\left.\left.+Q_2K_{ST}\right)\right]\sum_{r=1}^{4}N_r(r)-\frac{K_eK_nQ_1}{U_{n1}^2}10^{-3}\left\{2Q_1\left[\sum_{m=1}^{l}RL_{j,m}\left(\sum_{n=m}^{np_x(j)}K_{j,n}\right)+\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.+RT_{j,l}K_{j,l}\right]\right\}-\frac{K_eK_nQ_1}{U_{n2}^2}\cdot 10^{-3}R_e\left[2\left(Q_1\sum_{m=1}^{nd}\sum_{n=1}^{np_x(j)}K_{m,n}+Q_2K_{ST}\right)\right].$$

The elimination process goes on until the following constraints are fulfilled :

1. When the total power of the compensation installation at the network level (Q_{comp}) is imposed, the elimination process continues until the power summation of the condenser batteries left in the distribution network reaches the imposed value.

2. If there is no imposed value of Q_{comp}, the elimination process continues until there are left in the network the batteries which give the optimum based on „overall updated minimum spending" and there is no inverse delivery in any point of the network.

3. The Computer Program Characteristics and Performances

The program has been written in FORTRAN language for a FELIX type computer.

The flow-chart is presented in Fig. 2 and consists of the following blocks :

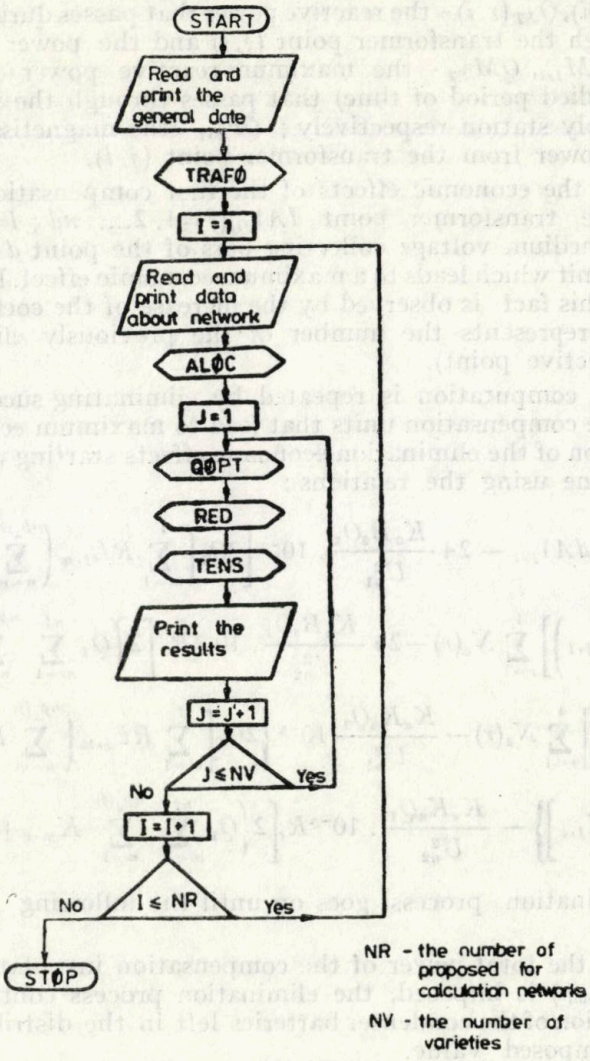


Fig. 2

TRAFØ—the computation of the transformer parameters from the list indicated by the user ;

ALØC—the modelling and the correction of the dayly load curves of the transformer points under characteristic regimes ;

QØPT—the determination of the power and of the optimum spacing of the compensation sources ;

RED—the computation of the power and energy losses reduction through the network elements by adopting the optimum resulted compensation solution ; it also computes the optimum power of transformers from the transformer points ;

TENS—the computation of the voltages and of the integral indicators of analysis for every network point and also the optimum control law of the contact plates of the transformers from the transformer points under characteristic regimes.

For a certain network the program handle the determination of all compensation variants, based on condenser batteries as indicated by the user ; the same program can then be used again for no matter how many networks.

The program can analyse a network having utmost 250 points (transformer points) and requires an internal memory of 98 KO, having an execution time of 60 sec.

The input data errors are detected and signaled by error mesages.

4. Conclusions

The mathematic model and the program are expeditious and allow (using a restricted number of the input data that are easily obtained by periodical measurements, done by the operations offices) the determination of the optimum power and spacing of the compensation units throughout the urban power supply distribution networks.

The program also allows the voltage level optimization by using the integral analysis criteria of the voltage quality.

Received, February 7, 1984

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electroenergetics
and
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Georgescu Gh., Poeată Al., Poeată N., *Contribuții la modelarea sarcinilor rețelelor electrice de distribuție urbane.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXIX (XXXIII)**, *1 — 2*, s. III (1983).
2. Codiasse A. M., Guillevic M., Giraud D., *Connaissance des charges moyenne tension en vue de leur prise en compte dans les études de planification.* RGÉ, *7—8* (1982).
3. Poeată N., Georgescu Gh., Poeată A., Cîrțină Gh., *Algoritm și program pentru optimizarea repartizării surselor reactive în rețelele urbane.* Energetica, *1 —2* (1979).
4. Poeată Al., Poeată N., Georgescu Gh., *Contribuții privind întocmirea modelului matematic pentru optimizarea repartiției surselor reactive în rețelele de distribuție.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXVI (XXX)**, *3 — 4*. s. III (1980).

PROGRAM DE CALCUL PENTRU OPTIMIZAREA AMPLASĂRII SURSELOR REACTIVE ȘI A NIVELELOR DE TENSIUNE ÎN REȚELELE DE DISTRIBUȚIE URBANE

(Rezumat)

Se prezintă un model matematic și un program de calcul prentru optimizarea amplasării surselor reactive și a nivelelor de tensiune în rețelele de distribuție urbane. Modelul matematic propus este expeditiv și ține seama de principalele restricții impuse procesului de compensare în aceste rețele. Numărul datelor de intrare este redus, graficele de sarcină activă și reactivă la nivelul barelor de joasă tensiune ale posturilor de transformare în regimurile caracteristice (vară, iarnă — pentru zile lucrătoare și de repaus) se determină pe baza graficelor tip de sarcină și a informațiilor culese din rețea.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secția III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.316.2 : 681.14

LA SEGMENTATION DES PROGRAMMES. CONSTRUCTION AUTOMATIQUE DES SUBROUTINES

PAR

GH. CÎRȚINĂ, GH. HAZI et EUGEN TOMOZEI

1. Considérations generales

Dans les travaux précédents [1,] [3], ont été mises en évidence les grandes facilités des programmes segmentés. Dans ce sens il est nécessaire de mettre au point les programmes pour un certain nombre de subroutines. Dans l'électroénergétique une grande importance ont la construction et l'inversion de la matrice des admittance des noeuds.

La matrice des admittance des noeuds intervient dans tous les calculs des régimes d'un réseau électrique [1]...[3]. Toute modification des branches du réseau, des plots des transformateurs, etc., se traduit par la modification des éléments correspondants de la matrice $[\underline{Y}_{NN}]$. L'effort de calcul est d'autant plus grand que la matrice est plus grande.

Dans ce qui suit on présente un algorithme et un programme de calcul pour la construction automatique de la matrice $[\underline{Y}_{NN}]$, qui peut être utilisé pour n'importe quel réseau.

Dans un réseau maillé, avec $n+1=N$ noeuds, ($N=e$, le noeud d'équilibre), la matrice des admittances des noeuds, $[\underline{Y}_{NN}]$, est [2] :

$$(1)\quad [\underline{Y}_{NN}]=\left[\begin{array}{cccc|c} +\underline{Y}_{11} & -\underline{Y}_{12} & \cdots & -\underline{Y}_{1n} & -\underline{Y}_{1e} \\ -\underline{Y}_{21} & +\underline{Y}_{22} & \cdots & -\underline{Y}_{2n} & -\underline{Y}_{2e} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -\underline{Y}_{n1} & -\underline{Y}_{n2} & \cdots & +\underline{Y}_{nn} & -\underline{Y}_{ne} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -\underline{Y}_{e1} & -\underline{Y}_{e2} & \cdots & -\underline{Y}_{en} & +\underline{Y}_{ee} \end{array}\right]=\left[\begin{array}{c|c} \underline{Y} & -Y_{ne} \\ \hline -Y_{en} & \underline{Y}_{ee} \end{array}\right].$$

Pour les lignes comme pour les transformateurs on utilise le schéma en Π. Les éléments correspondants du schéma du transformateur (l'impédance et l'admittance transversale) ont pour expression

$$(2)\quad \underline{Z}_T=(R_T+\mathrm{j}X_T),\ [\Omega], \qquad (3)\quad \underline{Y}_T=(G_T-\mathrm{j}B_T),\ [\mathrm{S}].$$

L 'impédance et l'admittance d'une ligne sont données par les relations connue s :

$$(4)\quad \underline{Z}_L=(R_L+\mathrm{j}X_L),\ [\Omega], \qquad (5)\quad \underline{Y}_L=\mathrm{j}B_L,\ [\mathrm{S}].$$

Les paramètres des transformateurs sont calculés avec les relations

(6) $$R_T = \frac{\Delta P_{Cu} U_{jn}^2}{S_n^2} \cdot 10^{-3}, [\Omega],$$ (7) $$X_T = \frac{\Delta U_{cc} U_{jn}^2}{100\, S_n}, [\Omega],$$

(8) $$G_T = \frac{\Delta P_{Fe} \cdot 10^{-3}}{U_{jn}^2}, [S],$$ (8) $$B_T = \frac{I_0 S_n}{100\, U_{jn}^2}, [S].$$

Dans les relations ci-dessus, U_{jn}, I_0, S_n, ΔP_{Fe} et ΔP_{Cu} sont la tension du côté basse tension, [KV], le courant de marche à vide, [%], la puissance nominale, [MVA], les pertes en fer, [KW] et respectivement, les pertes en cuivre, [KW], du transformateur. Si on a uniquement des transformateurs avec le réglage longitudinal, le rapport de transformation est réel :

(10) $$K = \frac{\frac{U_{jn}}{U_t}}{} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta U}{100}(W_{nom} - W)} \cdot \frac{U_{jn}}{U_{in}}.$$

où : ΔU, [%]—la variation de la tension entre deux plots successifs, U_t—la tension du côté haute tension, W_{nom} et W, le plot nominale (de référence), respectivement, le plot courant du transformateur. Il est connu que la tension de courtcircuit a pour expression

(11) $$\Delta U_{cc}[\%] = AX^2 + BX + C,$$

où $X = W_{nom} - W$ et les valeurs des coefficients A, B et C sont données dans la littérature [4].

2. L'algorithme de calcul

Afin de faciliter l'utilisation du programme dans de diverses situations, on le présente sous la forme d'une SUBROUTINE. Les étapes principales de l'algorithme sont :

a) Le dimensionnement des matrices et des vecteurs utilisés : $\underline{Y}$, YEN, YEE, $\underline{V}$, ZT, RT, I∅, A, B, C, DU, UJ, UI, TIP (les instructions 303—305, Annexe 1). TIP indique le type du transformateur utilisé. Les autres symboles ont la même signification que dans les relations (1)...(10).

b) La segmentation des données (306). Le module nonétiqueté F%BLK contient la matrice $\underline{Y}$; le module C3, les vecteurs YEN, $\underline{V}$ et l'élément YEE. Les autres données se trouvent dans le segment D1, défini par l'instruction 301.

c) Le test de l'existence des transformateurs et le calcul des paramètres de ceux-ci.

d) La valeur zéro est attribuée aux éléments de la matrice $\underline{Y}$, du vecteur YEN et à l'élément YEE (317—321).

e) La lecture des tensions nominales des noeuds du réseau (322—323).

f) La lecture des données des branches (324—325) et la construction de la matrice $\underline{Y}_{NN}$. Les données de chaque branche se trouve sur une carte-perforée. On peut rencontrer deux cas (le test 326, 327) :

1. IND=IND1=L, la branche est une ligne.

Si $I=N$ ou $J=N$, l'élément YEN (I) este la somme de l'admittance longitudinale de la branche (I, J) et de la moitié de l'admittance capacitive de la ligne (I, J), (358—362).

Si $I \neq N$ et $J \neq N$, l'élément $Y(I, J) = Y(J, I)$ est l'admittance de la branche (I, J), changée de signe, (353—354). Aux éléments de la diagonale, $Y(I, I)$ et $Y(J, J)$, sont ajoutées l'admittance longitudinale de la branche (I, J) et moitié de la l'admittance capacitive de la ligne (I, J), (356, 357).

2. IND=IND2=T, la branche est un transformateur.

D'abord sont calculés les paramètres du transformateur, (328—332). Après le test (333), si le transformateur n'est pas lié au noeud d'équilibre, l'élément $Y(I, J) = Y(J, I)$ est l'admittance longitudinale de la branche (I, J), changée de signe et multipliée par le rapport de transformation, TK, (334, 335). Pour les éléments de la diagonale $(I = J)$, on effectue le test de l'incidence par rapport de transformation au noeud (I), (336). Pour le cas de l'incidence, à l'élément $Y(I, I)$ est ajoutée la somme de l'admittance longitudinale et de l'admittance transversale du transformateur, multipliée par le carré du rapport de transformation, TK^2, (340). À l'élément $Y(J, J)$ on ajoute la somme des deux admittances, (341).

Si le transformateur est lié au noeud d'équilibre, les éléments YEN(I) sont définis de la même manière comme les éléments $Y(I, J)$, ci-dessus, par la multiplication avec TK, (343, 344).

Pour les éléments de la diagonale, $Y(I, I)$ ou $Y(J, J)$, après le test de l'incidence (345), le calcul est effectué avec les instructions (346, 347), respectivement, (349, 350).

g) Si l'indicateur IND n'est ni IND1, ni IND2, la construction de la matrice $[\underline{Y}_{NN}]$ est terminée.

Pour l'inversion de la matrice complexe de très bons résultats a donné la méthode du pivot [3]. Elle est basée sur le fait que la matrice des admittances des noeuds est nonsingulière et les éléments de la diagonale sont différents de zéro et, généralement, plus grands que les éléments nondiagonals.

Le programme a été testé pour différents réseaux, avec plusieurs plans de tensions, avec un nombre de noeuds allant jusqu'à 50, bien que celui-ci n'est pas une limite.

3. Conclusions

1. Le programme proposé peut être utilisé pour n'importe quel réseau pour la construction proprement dite de la matrice des admittances des noeuds ou comme subroutine, dans le calcul du régime stationnaire, dans le calcul du régime optimal, etc.

2. L'introduction des données du réseau est simple, ainsi que la modification de l'architecture du réseau.

3. Il est nécessaire d'élaborer un certain nombre de programmes de type subroutine afin de faciliter les calculs plus complexes dans le domaine de l'électroénergétique.

Reçue le 15 janvier 1984

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

Annexe 1

```
* SEGDATA (D1) F%BLK, C3                                                    301
      SUBR ØUTINE F ØRMY (NN, NATR)                                        302
      C ØMPLEX Y (50, 50), YEN (50), YEE, YT, ZT                           303
      REAL I Ø, A(5), B(5), C(5), DU(5), RT(5), BT(5), GT(5), X1T(5)       304
     * UJ (5), UI(5), V(50)
      INTEGER W, WNOM (5), TIP                                             305
      C ØMM ØN Y/C3/YEN/ YEE, V                                            306
      DATA IND1, IND2, / 1HL, 1HT/                                         307
      N = NN + 1                                                           308
      IF (NATR. EQ. O) G Ø T Ø 171                                         309
      D Ø 170 I = 1, NATR                                                  310
      READ (150, 160) SN, A(I), B(I), C(I), UJ(I), UI(I), DU(I), WNOM(I), I Ø, PCU, 311
     * PFE, TIP
  160 F ØRMAT (F7.2,  3F8.3,3F5 . 2,I3, 6X, F5 . 3,2F6 . 2,1X, I2)         312
      RT (I) = PCU*UJ(I) * UJ(I)* 1 . E − 3 / (SN*SN)                      313
      X1T (I) = UJ (I) * UJ (I) / (100 . * SN)                             314
      GT (I) = PFE* 1 . E − 3 / (UJ (I) * UJ (I))                          315
  170 BT (I) = I Ø * SN / (100 . *UJ (I) * UJ (I))                         316
  171 D Ø 180 I = 1, NN                                                    317
      YEN (I) = (.0, . 0)                                                  318
      D Ø 180 J = 1, NN                                                    319
  180 Y(I, J) = (.0, . 0)                                                  320
      YEE = (.0, .0)                                                       321
      READ (105, 30) (V(I), I = 1, NN)                                     322
   30 F ØRMAT (16F5 . 2)                                                   323
  181 READ (105, 190) IND, I, J, TIP, W, R, X, YCAP                        324
  190 F ØRMAT (A1, 2I5, 3X, I2, I4, 2F10 . 3, F10 . 8)                     325
      IF (IND. EQ . INDI) G Ø T Ø 230                                      326
      IF (. N ØT. IND. EQ. IND2) G Ø T Ø 240                               327
      XX = FL ØAT (WN ØM (TIP) − W)                                        328
      XT = X1T (TIP)* (A(TIP) * XX * XX + B (TIP)* XX + C(TIP))            329
      TK = UJ (TIP) / UI ( TIP) *(1 + DU (TIP)* XX / 100.) )               330
      ZT = CMPLX (RT (TIP), XT)                                            331
      YT = CMPLX (GT (TIP) / 2., − BT (TIP) / 2.)                          332
      IF (I . EQ . N . ØR . EQ . N) G Ø T Ø 210                            333
      Y (I J) = − TK / ZT                                                  334
      Y (J, I) = Y (I, J)                                                  335
      IF (ABS (UI (TIP) − V (I)) . LE . 20 .) G Ø T Ø 200                  336
      Y (I, I) = Y (I, I) + 1 . / ZT + YT                                  337
      Y (J, J) = Y (J, J) − Y(I, J)* TK + YT * TK * TK                     338
      G Ø T Ø 181                                                          339
  200 Y (I, I) = Y (I, I) −Y(I, J)* TK + YT * TK * TK                      340
      Y (J, J) = Y (J, J) + 1 . / ZT + YT                                  341
      G Ø T Ø 181                                                          342
  210 IF (I . EQ . N ) I = J                                               343
      YEN (I) = TK / ZT                                                    344
      IF (ABS (UI (TIP) − V (I)) . LE . 20.) G Ø T Ø 220                   345
      Y (I, I) = Y(I, I) + 1 . /ZT + YT                                    346
      YEE = YEE + YEN (I) * TK + YT * TK * TK                              347
      G Ø T Ø 181                                                          348
  220 YEE = YEE + 1 . /ZT + YT                                             349
      Y (I, I) = Y (I, I) + YEN (I) * TK + YT * TK * TK                    350
      G Ø T Ø 181                                                          351
  230 IF (I . EQ . N . ØR . J . EQ . N) G Ø T Ø 231                        352
      Y (I, J) = − 1 . / CMPLX (R, X)                                      353
      Y (J, I) = Y (I, J)                                                  354
      Y (I, I) = Y (I, I) − Y(I, J) + CMPLX (. 0, YCAP / 2.)               355
      Y (J, J) = Y (J, J) −Y (I, J) + CMPLX (0, YCAT / 2 . )               356
      G Ø T Ø 181                                                          357
  231 IF (I . EQ . N) I = J                                                358
      YEN (I) = 1 . / CMPLX (R, X)                                         359
      YEE = YEE + YEN (I) + CMPLX ( . 0, YCAP /2.)                         360
      Y (I, I) = Y (I, I) +YEN(I)+ CMPLX ( . 0, YCAP / 2 .)                361
      G Ø T Ø 181                                                          362
      RETURN                                                               363
  240 END                                                                  364
```

BIBLIOGRAHPIE

1. Cîrţină Gh. et coll., *Utilizarea coeficientului global de corelaţie în optimizarea zilnică şi de lungă durată.* Conf. Nation. d'Énergétique, Bucarest, 23 — 25 novembre 1983, **31**, 30 — 37.
2. Potolea Eug., *Calculul regimurilor de funcţionare a sistemelor electroenergetice.* Ed. Tehn., Buc., 1977.
3. Cîrţină Gh. et coll., *Programme de calcul des pertes d'énergie dans les réseaux électriques à HT.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXX (XXIX)**, *1 — 4*, s. III (1984).
4. *** *FAST, Manual de prezentare.* ISPE, Buc., 1977.

SEGMENTAREA PROGRAMELOR. CONSTRUCŢIA AUTOMATĂ A SUBRUTINELOR

(Rezumat)

Se prezintă algoritmul şi programul general pentru construcţia automată a matricei admitanţelor nodale a unei reţele electrice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICA.
ENERGETICA. ELECTRONICA. AUTOMATIZĂRI
BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

D.K. 621.314.2

ÜBER EINEN SCHWEISSTRANSFORMATOR BEI DEM DER STROM VON DER SCHWEISSZANGE EINGESTELLT WIRD

VON

RODICA OLÁH und IOSIF OLÁH

1. Einleitung

Als Ergebnis der Forschungsaktivität vereint mit der Projektarbeit und der Produktion, auf Grundlage einer originellen Konstruktionslösung [1] wurde zum ersten Mal im Lande, ein Einphasentransformator für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen hergestellt, bei dem der Strom von der Schweißzange eingestellt wird. Er wurde in der Produktion in einem weiten Kraftband übernommen (9 ... 25 kVA*)).

In der vorliegenden Arbeit werden die konstruktion — funktionellen Partikularitäten und einige experimentellen statische Charakteristiken dieses Typen von Schweißquelle wiedergeben.

2. Das elektrische Prinzipielschaltplan (Abb. 1)

Der Einphasenschweißtransformator mit der Einstellung des Stroms von der Schweißzange besteht aus einem magnetischen Kern auf welchem der Primär legt (N_1) und der Sekundärwicklung, in zwei Abschnitte geteilt : einer fest gekoppelt mit der Primärwicklung — Hauptsekundärwicklung (N_{2p}) und der zweite schwach gekoppelt — Reaktionswicklung (N_{2r}). Der Streufluß ist künstlich vergrößert durch einen festen magnetischen Streukern vormagnetisiert durch die Amperewindungen einer Gleichstrom Steuerwicklung (N_c). Durch die gleichzeitige Veränderung der Windungszahl der beiden Abschnitte der Sekundärwicklung erhält man zwei Einstellungsstufen des Schweißstromes. Im Rahmen jeder Stufe wird die verlaufende und feine Änderung des Schweißstromes durch den Vormagnetisierungsstrom (I_c) durchgeführt.

Der interessante Teil dieses Schweißtransformators mit Vormagnetisierung (TSP) stellt die Geometrie des magnetischen Kreises dar [1]. Der magnetische Streukern wird symetrisch in das Kernfenster zwischen Primär- und Sekundärwicklung eingebaut. Zwischen Transformatorkern und Streu-

*) Bei dem Ministerium für Elektroenergie (URTAE Roman-Werk) und Ministerium für Werkzeugmaschinen-, electrotechnische und elektronische Industrie (VEB Electrocontact) mit der Mitarbeit der Produktionswerkstatt der Fakultät für Elektrotechnik der technischen Hochschule, Jassy.

joch wird ein kleiner Luftspalt gesichert. Die Achse der Vormagnetisierungswicklung ist senkrecht auf die Länge des Streukerns.

Vergleichsweise mit anderen Geometrien des magnetischen Kreises, vorgefunden bei ausländischen Typen [3], [4], erhält man eine Vereinfachung in der Produktionstechnologie und ein kleineres Volumen und Aufwand von Material in Bezug auf die Stromeinheit.

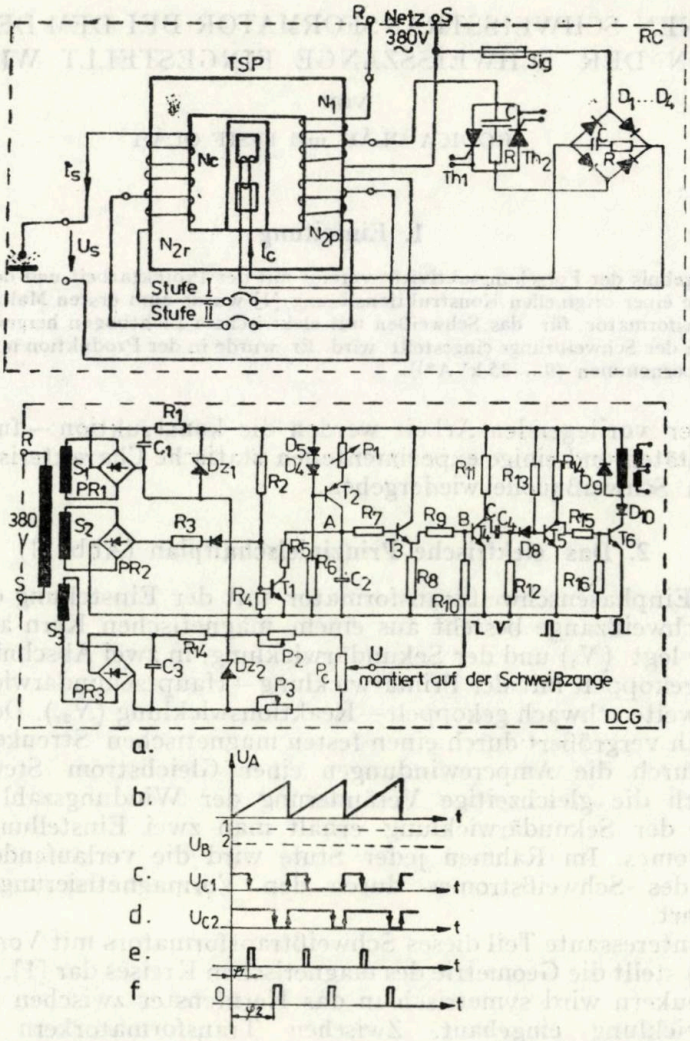


Abb. 1

Als Quelle für die Vormagnetisierungswicklung wird ein gesteurter Gleichrichter (RC) benutzt, versehen mit einer Einrichtung für Gittersteuerung (DCG). Der gesteuerte Gleichrichter besteht aus einer Gleichrichterbrückenschaltung, mit den Dioden $D_1...D_4$ und zwei Thyristoren antiparallel montiert, beide mit den nötigen Sicherungen vorgesehen. Die Einrichtung für die Gittersteuerung, welche die Steuerimpulse für die Thyristoren liefert, wurde auf Grundlage einer Schaltung mit einem Linearspannungsgenerator synchronisiert mit der Netzspannung, bei welchem der eigentliche Steuerungsteil hinzugefügt wurde, durchgeführt.

Durch das Steuerungspotentiometer P_c (Abb. 1 *a*), welches auf der Schweißzange montiert ist, wird die Größe der fixen Spannung U eingestellt, welche zusammen mit der Linearspannung U_A auf die Basis des Transistors geführt wirt (Abb. 1 *b*), welche den Sättigungsmoment ausmacht und auch den Moment des plötzlichen Falls der konstanten Spannung von dem Punkt C aus der Schaltung (Abb. 1 *c*, *d*). Auf diese Weise wird durch das Potentiometer P_c die Phase der Steuerungsimpulse der Thyristoren verändert (Abb. 1 *e*, *f*), also den Mittelwert des gleichgerichteten Strömes und auch den Wert des Vormagnetisierungsstromes und als Folge auch des Schweißstromes.

3. Über den physischen Prozeß der Veränderung des Streuflußes

In vorigen Arbeiten, für die Formulierung einiger quantitativen Verhältnisse, welche das stationäre Verhalten des Schweißtransformators mit Vormagnetisierung charakterisiert und die Herausgebung einer Projektierungsmethode [2], wurde angesehen, daß die magnetische Permeabilität des Streukerns der Wechsel- und Gleichmagnetisierung durchdrungen während einer Semiperiode der Wechselinduktion konstant bleibt. Die Erklärung der Veränderung des Schweißstromes durch die Steuerung der magnetischen Permeabilität des Streukerns, durch die Veränderung des Vormagnetisierungsgleichfeldes entspricht mit der Berücksichtigung des Streukerns als Element des nichtlinearen intertialen Kreises.

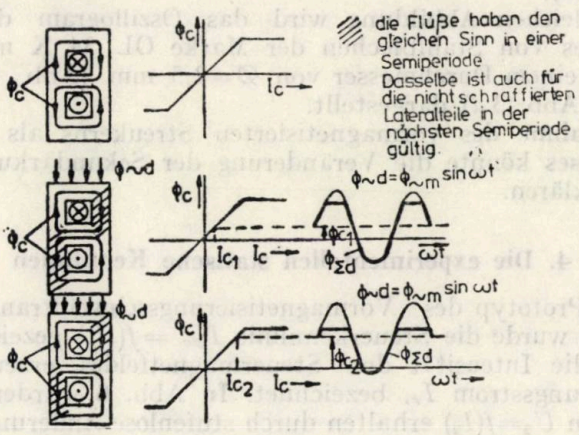


Abb. 2

Die physischen Prozeße welche im vormagnetisierten Streukern bei der Funktion in Belastung des Schweißtransformators finden statt, entsprechen, in Wirklichkeit, beim Regime der großen Wechselmagnetisierung und deshalb muß er als Element des nichtlinearen, nichtinertialen Kreises gesehen werden. In jeder Halbperiode gibt es Kernabschnitte in welchen der Wechselstreuungsfluß des Transformators $\Phi_{\sim d}$ und der Vormagnetisierungsgleichfluß Φ_c, haben den gleichen Richtungssinn und können zur Sättigung führen. Dieses ist im Abb. 2 gezeigt, wo wegen der Vereinfachung eine lineare Magnetisierungskennlinie angenommen wurde, mit begrenzter Steigung im Unsättigungsbereich und Nullsteigung im Stättigungsbereich.

Der Gesamtfluß eines Kerns im Sättigungszustand ist konstant und nur abhängig vom Kernquerschnitt, aber die Zeitspanne der Sättigung des Kernabschnittes mit aditionellen Flüßen ist von dem Wert des Vormagnetisierungsstromes I_c abhängig. Somit wird bei gegebenen Kernabmessungen durch Verändern des Vormagnetisierungsstromes I_c der Anteil des Streuflußes $\Phi_{\sim d}$ eingestellt, den der Kernabschnitt mit aditionellen Flüßen aufnehmen kann ($\Phi_{\Sigma d}$). Mit zunehmender Steuerdurchflutung wird der Mittelwert des Flußes $\Phi_{\Sigma d}$ verkleinert. Der noch verbleibende Anteil des Streufluß $\Phi_{\sim d}$ durchsetzt die Kernabschnitte, in welchen die Flüße Φ_c und $\Phi_{\sim d}$ subtrahieren sich. Sein Betrag wird jedoch begrenzt, da der Gesamtquerschnitt des Streukerns wegen der Sättigung des Kernabschnittes mit aditionellen Flüßen nicht mehr voll wirksam ist.

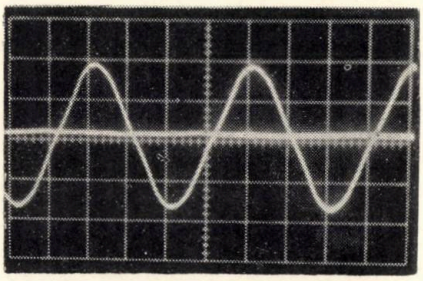
Die Erläuterung der physischen Prozeße aus dem Streukern bei Belastung der Sekundärwicklung wie in Abb. 2, mit dem Durchzug eines Abschnittes dieses in jeder Semiperiode durch den Sättigungs- und Ungesättigungszustand, erklärt warum der Sekundärkurzschlußstrom in seinem Verlauf von der Sinusform abweicht. Mit wieviel der Vormagnetisierungsstrom, welcher den Gleichfluß Φ_c erzeugt, großer ist, weicht der Sekundärkurzschlußstrom mehr von der Sinusform ab. Die Gültigkeit der vorigen Annahmen ist durch die Oszillogramen des Sekundärkurzschlußstromes bewiesen, welche z.B. fur den Fall eines Prototyps mit nominellem Schweißstrom von 180 A errichtet wurden für zwei Werte des Vormagnetisierungsstromes (Abb. 3 *a* und *b*).

In der gleichen Abbildung wird das Oszillogram des handlichen Schweißprozeßes von Stahlblechen der Marke OL 34 K mit Elektroden „Supertit" mit einem Durchmesser von $\varnothing$=2,5 mm (Abb. 3 *c*) und bzw. $\varnothing$=3,25 mm (Abb. 3 *d*) dargestellt.

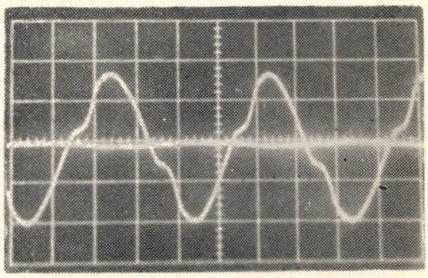
Die Annahme des vormagnetisierten Streukerns als Element des inertialen Kreises könnte die Veränderung der Sekundärkurzschlußstromform nicht erklären.

4. Die experimentellen statische Kennlinien

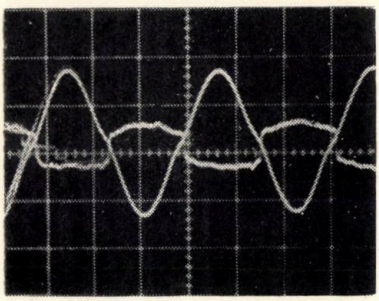
Fur das Prototyp des Vormagnetisierungsschweißtransformator von 180 A (Abb. 4) wurde die Steuerkennlinie $I_{2sc}=f(H_c)$ gezeichnet (Abb. 5). Mit H_c wird die Intensität des Steuermagnetfeldes, erzeugt von dem Vormagnetisierungsstrom I_c, bezeichnet. In Abb. 6 wurden die externen Grenzkennlinien $U_2=f(I_2)$ erhalten durch stufenlose Änderung des Vormagnetisierungsstromes, anfangend von I_c=0, auf jeder Stufe der Einstellung,



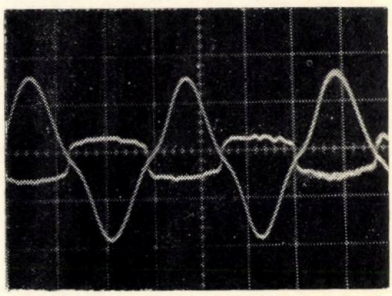
a — $I_{2\,sc}$ = 80 A Y_i = 0,01 V/div.



b — $I_{2\,sc}$ = 160 A, Y_i = 0,02 V/div.



c — I_s = 65 A, U_s = 22 V, Y_i = 0,01 V/div.



d — I_s = 135 A, U_s = 24 V, Y_i = 0,02 V/div.

Abb. 3

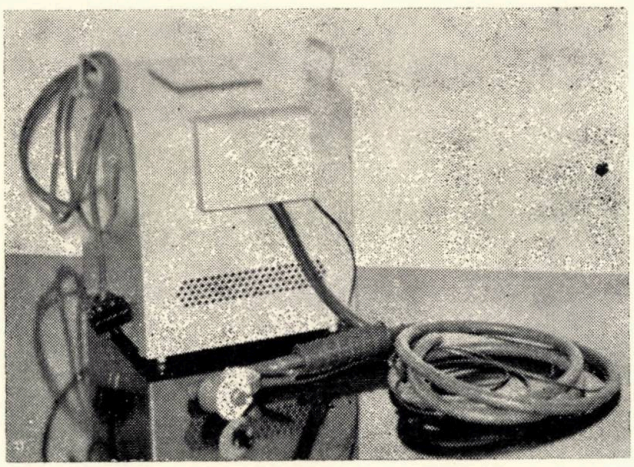


Abb. 4

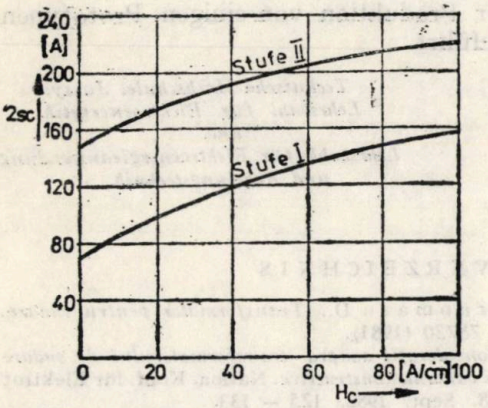


Abb. 5,

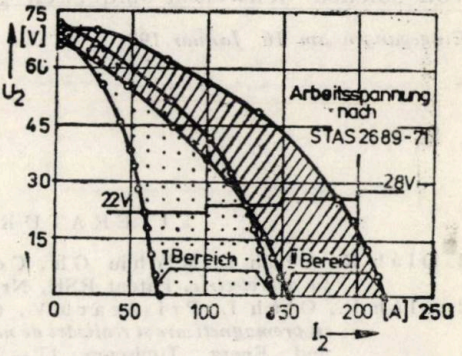


Abb. 6

entsprechend der Schaltung der beiden Einstellstufen der Sekundärwicklung, dargestellt.

Aus den experimentell gezeichneten statische Kennlinien ergeben sich folgende Bemerkungen :

1. Die Bereiche mit stufenloser Schweißstromeinstellung durch den Vormagnetisierungsstrom bedecken die technologischen Forderungen ; auf jeden Stromstufe wird der Schweißprozeß mit Elektroden von wenigstens zwei verschiedenen Durchmessern gesichert.

2. Die Steigung der externen Kennlinien in den Schnittpunkte mit der Geraden der genormten Arbeitsspannung nech STAS 2 689-71 und ein Kurzschlußstrom—Schweißstromverhältnis von 1,18...1,25 garantieren einem nahezu konstanten Schweißstrom bei schwankender Lichtbogenlänge.

3. Die Leerlaufspannung bleibt praktisch konstant in ganzen Bereich des Schweißzustandes.

5. Schlußfolgerungen

Es wurde die Fertigung im Lande einer Serie von Schweißtransformatoren verfolgt, beruht auf dem Prinzip der Vormagnetiesierung, mit der Möglichkeit der Verordnung des Schweißstromes direkt von der Schweißzange.

Auf diese Weise wurden die Resultate des analytischen Studiums des stationären Zuständen dieses Typen von Schweißquelle bestätigt und die Gültigkeit der Projektierungsmethode dieser [2].

Die patentierte technische Lösung des magnetischen Kreises, die Art der Verordnung des Schweißstromes von der Schweißzange, mit der Verwendung einer elektronischen Schaltung welche einige Neuigkeiten vorweist, wie auch die Resultate der experimentellen Versuche welche befriedigend

waren, haben zur Bestätigung in der Produktion von einigen Prototypen von solchen Schweißst.omqi e.len geführt.

Eingegangen am 16. Januar 1984

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergetik
und
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Oláh R., Oláh I., Michiu Gh., Cernomazu D., *Transformator pentru sudare. cu arc electric.* Patent RSR, Nr. *78730* (1981).
2. Oláh R., Oláh I., Prisăcaru V., *Consideraţii asupra transformatorului de sudare cu premagnetizare şi realizări de noi variante constructive.* Nation. Konf. für Elektrot und Energ., Timişoara, 17. — 18. Sept. 1982, 125 — 133.
3. Bispinghoff R., Clodius D., *Ein elektrisch geregelter Schweißtransformator mit Konstantstromverhalten.* Conti Elektro Berichte, **XV**, *2*, 123 — 129 (1969).
4. Popovici VI., Ivancenko A., *Utilajele sudării electrice.* EDP, Buc., 1968.

ASUPRA UNUI TRANSFORMATOR PENTRU SUDARE CU PRESCRIEREA CURENTULUI DE LA PORTELECTROD

(Rezumat)

Se prezintă unele particularităţi constructive şi funcţionale precum şi o serie de caracteristici statice experimentale ale unui transformator pentru sudare cu şunt de dispersie fix premagnetizat, de construcţie originală [1] şi la care curentul de sudare se prescrie direct de la portelectrod.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4, 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

TRANSFORMATEUR À PRÉAIMANTATION POUR LA SOUDURE À L'ARC ÉLECTRIQUE À RÉGLAGE DU COURANT AU PORTE-ÉLECTRODE (TSP-11 KVA)

1. UTILISATIONS

Le transformateur type TSP-11 KVA est destiné à la soudure manuelle à l'arc électrique en courant alternatif.

Comme le transformateur n'a pas des éléments constructifs mobiles et le courant de soudure est modifié par voie électrique directement du porte-électrode, il est caractérisé par un niveau très réduit du bruit et des vibrations et aussi par une endurance augmentée. La valeur du courant de soudure peut être maintenue entre des limites constantes grâce à l'absence des vibrations.

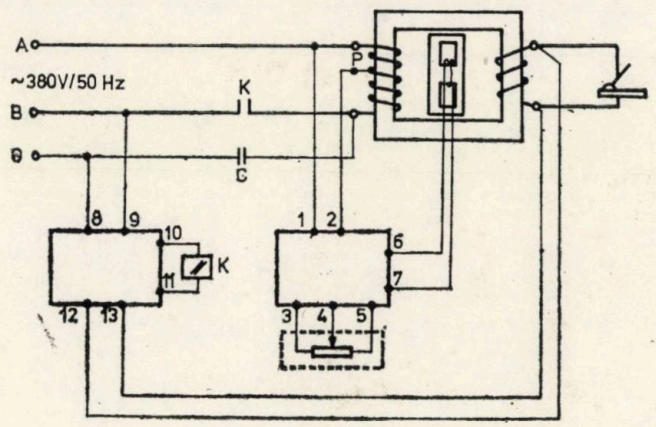
Compte tenu des qualités ci-dessus, le transformateur TSP-11 KVA représente un appareil avec des paramètres techniques et économiques supérieurs, qui peut être utilisé dans tous les domaines de l'industrie de constructions mécaniques, de confections métalliques et usinage des métaux. La possibilité de commande directe au porte-électrode le recommande spécialement pour le réglage à la distance du courant de soudure.

II. MODE D'EMPLOI

Le transformateur TSP-11 KVA peut être utilisé pour la soudure manuelle à l'arc électrique en courant alternatif avec des électrodes à enveloppe, de diamètre maximum 4 mm.

III. PRINCIPE CONSTRUCTIF

Du point de vue constructif, le produit est un transformateur monophasé, le flux de dispersion en étant artificiellement augmenté par un shunt magnetique fixe, dont la perméabilité magnétique est reglée par l'intermédiaire des ampères-tours d'un bobinage de



préaimantation en courant continu desservi par un dispositif électronique inclu dans la carcasse du transformateur.

Le réglage du courant de soudure est réalisé d'une façon fine et continuelle, à l'aide d'un petit potentiomètre de commande monté au porte-électrode. Pour pouvoir extendre le domaine des courants de soudure les sections du bobinage secondaire peuvent être commutées ; il en résulte deux niveaux de courant, le réglage à l'intérieur de chaque niveau de courant en étant réalisé par la préaimantation.

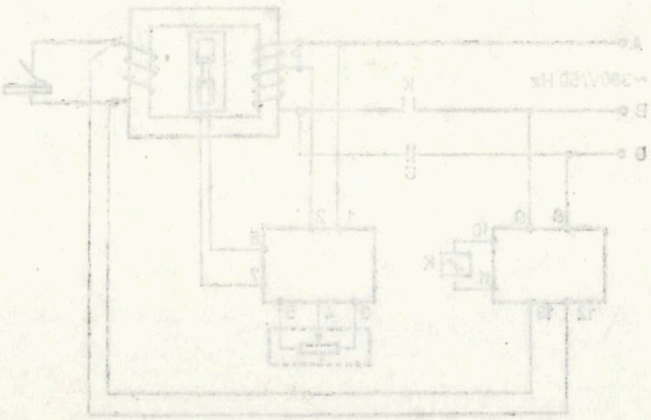
IV. PARAMÈTRES TECHNIQUES ESTIMATIFS

— Domaine du courant de soudure :		60 ... 200 A
— Tension maximum à vide :		69 V
— Courant de soudure au facteur de charge :	a) 60% :	150 A
	b) 30% :	180 A
— Puissance absorbée au facteur de charge :	30% :	11 KVA
— Tension d'alimentation :		380 V
— cos φ :		0,58
— Rendement :		72%
— Dimensions :		395/445/485 mm
— Poids :		50 kg

IMPORTANT ! Le transformateur de soudure est muni d'un dispositif limitateur de marche à vide, qui assure la mise en décharge automatique du transformateur après cca. 10 ... 15 sec. de fonctionnement à vide. La remise en contact est réalisée automatiquement au moment du contact entre la pièce à souder et l'électrode.

Projet : INSTITUT POLYTECHNIQUE, IAŞI, FACULTÉ D'ÉLECTROTECHNIQUE CHAIRE D'ÉLECTROÉNERGETIQUE,
IAŞI, Rue Splai Bahlui stîng, No. 51, tel. 30718/156

Exécution : L'ENTREPRISE „ELECTROCONTACT", BOTOŞANI,
Manoleşti-Deal, 46 B, tel. 17172 ; tx. 2405

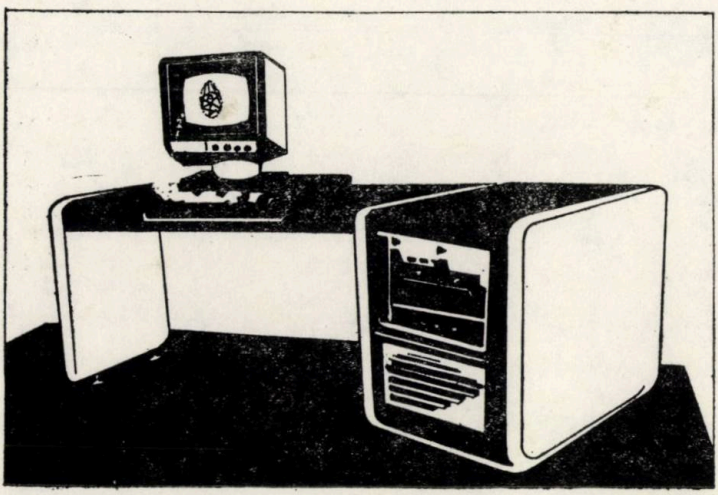


BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4, 1985
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

CENTRUL TERITORIAL DE CALCUL ELECTRONIC SUCEAVA

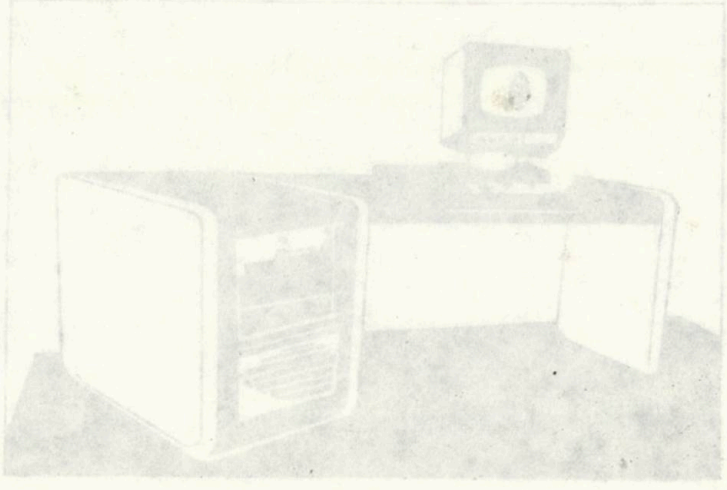
realizează produse informatice generalizabile pentru :

- cercetare și proiectare asistată de calculator ;
- modelare și optimizare ;
- fabricație asistată de calculator ;
- analiză și recunoaștere a formelor ;
- automatizarea proceselor de producție ;
- programare, lansare și urmărire a producției ;
- gestiune generală a întreprinderilor ;



la :

— întreprinderi de distribuție a energiei electrice ;
— întreprinderi de industrializare a laptelui ;
— întreprinderi ale industriei ușoare ;
— întreprinderi constructoare de mașini ;
— întreprinderi de celuloză și hîrtie ;
— întreprinderi care realizează preparații de minereuri neferoase.

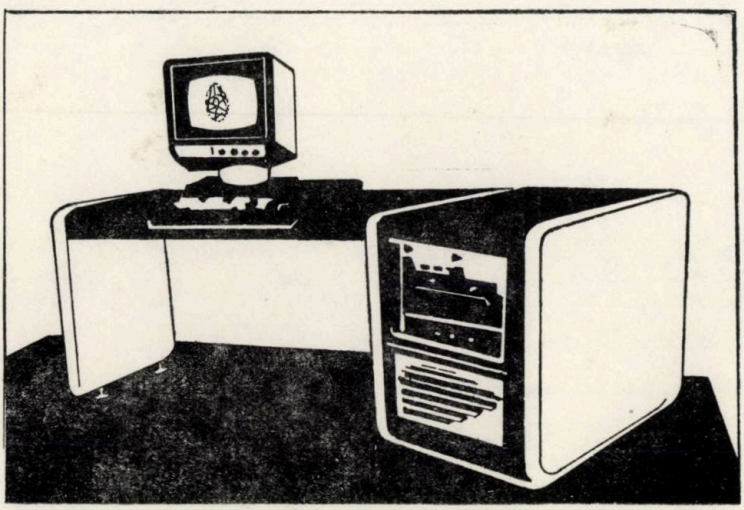


BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4, 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

TERRITORIALES RECHENZENTRUM
S U C E A V A

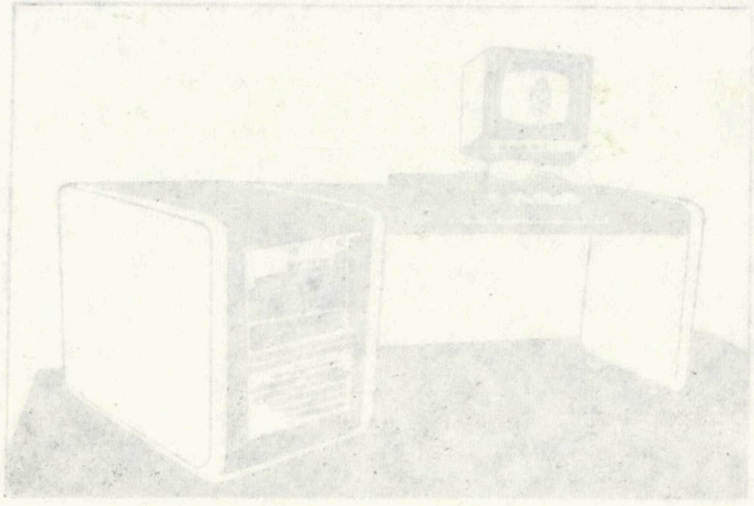
realisiert universell anwendbare Informationssysteme für :

- rechnergestützte Forschung und Projektierung ;
- Modellierung und Optimierung ;
- rechnergestützte Fertigung ;
- Formenanalyse und -erkennung ;
- Automatisierung von Produktionsprozessen ;
- Programmierung, Ingangsetzung und Überwachung der Produktion ;
- allgemeine Betriebsverwaltung ;



in :

— Elektrizitätswerken ;
— Betrieben für Milchaufbereitung ;
— Betrieben der Leichtindustrie ;
— Maschinenkostruktionsbetrieben ;
— Betrieben für Zellulose- und Papierherstellung ;
— Betrieben für Aufbereitung von Nichteisenerzen.



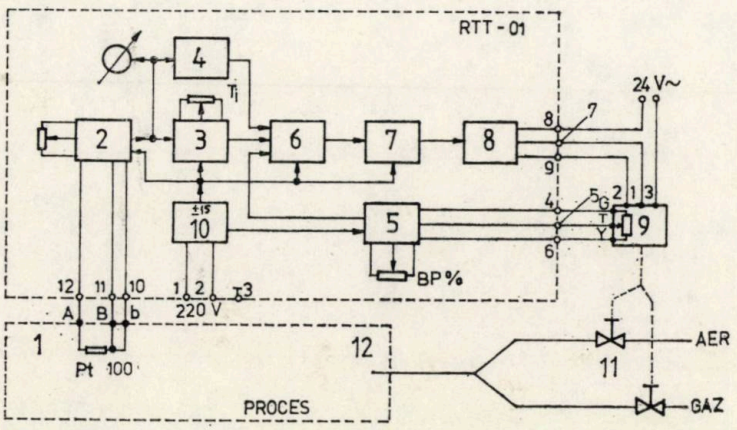
BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4, 1985
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

REGULATOR ELECTRONIC TRIPOZIŢIONAL DE TEMPERATURĂ FĂRĂ CONTACTE (RTT-01)

1. Destinaţia aparatului

Regulatorul electronic tripoziţional de temperatură RTT-01 este un aparat de panou destinat reglării temperaturilor în instalaţii tehnologice cu constante de timp mari (rame de termofixare a ţesăturilor, maşini de condensat etc.), cînd drept element de execuţie este utilizat un ventil/clapetă de reglare acţionat de un servomotor electric asincron bifazat prevăzut cu reacţie de poziţie (de exemplu, M904 F sau similar) iar ca traductor de temperatură necesită un termorezistor cu trei fire Pt 100.

Ieşirile lucrează direct pe înfăşurările servomotorului (deci este lipsit de contacte electrice) iar izolarea galvanică a circuitelor de forţă şi de comandă se realizează pe baza opto-cuploarelor.



2. Construcţie

Aparatul se compune din cutia, subansamblul funcţional montat pe un şasiu care posedă o mufă de cuplare cu 14 contacte. Pe panoul frontal se află subansamblul de prescriere a temperaturii, instrumentul de indicare a abaterii, două diode electroluminiscente care indică sensul de acţionare a organului de execuţie, potenţiometre de ajustare a parametrilor şi un şurub de blocare a aparatului.

Funcţional, aparatul conţine un circuit de măsurare cu indicarea abaterii, un bloc integrator prevăzut cu posibilitatea modificării timpului de integrare, un circuit de reacţie după poziţia organului de execuţie, cu posibilitatea ajustării benzii de tip releu tripoziţional cu histerezis, un bloc de comandă fără contacte a servomotorului şi o sursă de alimentare.

3. Caracteristici tehnice principale

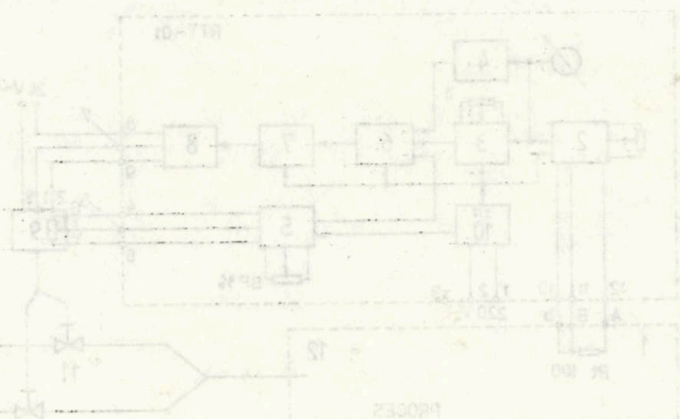
- Tensiunea de alimentare : 220 V $^{+10\%}_{-15\%}$; 50 Hz ,
- Domeniul de prescriere a temperaturii : 50° ... 250°C ,
- Sensibilitatea : 0,5% din domeniu (la 20°C) ;
- Traductor utilizat : Pt 100 cu trei fire ;
- Rezistenţa liniei de legătură : $10 \pm 0{,}5\ \Omega$;
- Timpul de integrare : ajustabil .
- Banda de proporţionalitate : ajustabilă :
- Temperatura mediului ambiant : +5° ... +40°C ;
- Rezistenţa potenţiometrului de reacţie poziţională : 100 ... 150 Ω ;
- Dimensiuni de gabarit : 280 × 95 × 95 mm.

4. Proiectant

Institutul politehnic Iaşi, facultatea de electrotehnică, catedra de Automatizări şi utilizări electrice, Iaşi, str. Horia nr. 9.

5. Executant

Întreprinderea de Traductoare şi Regulatoare Directe, Paşcani, str. Moldovei nr. 17 bis.



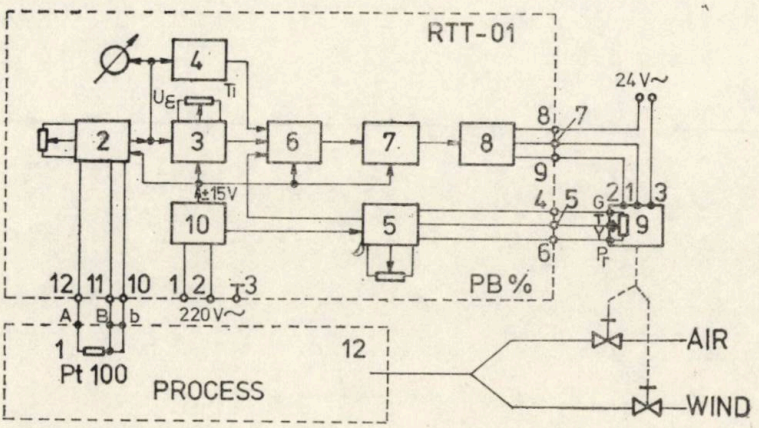
BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXXI (XXXV), Fasc. 1—4, 1985
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

TRIPOSITIONAL ELECTRONIC THERMOREGULATOR WITHOUT CONTACTS (RTT-01)

1. Destination of the Apparatus

RTT-01 tripositional electronic thermoregulator is a panel apparatus destined to temperature regulation in technological installations with high time constants (thermofixation framework of the textures, condensation machines, etc.); when as a execution element is utilised a regulation throttle valve operated by a biphase asynchronous electric servomotor with a position reaction (for exemple, M904 F or simillarly), and as a temperature transducer is required a thermoresistor with three Pt 100 wires.

The outputs operate directly on the servomotor winding (hence, is without electrical contacts), and the galvanic isolation of power and control circuits is achieved on the basis of opto-couplings.



2. Construction

The apparatus is composed of a box-functional subassembly mounted on a frame which has a coupling with fourteen contacts. On the front panel is the temperature prescriptive subassembly: the deviation indicator, two electroluminescence diodes which indicate operation sense of the execution part, the potentiometer's adjusting and a blocking screw of the apparatus.

Functionally, the apparatus contains a measuring circuit with a deviation indicator, a integrator block provided with the possibility of modification integration period, a reaction circuit according as position of execution element with the possibility of band adjusting by a three position relay hysteresis, a control assembly without contacts of the servomotor and a source of supply.

3. The Main Technical Characteristics

- Supply voltage : 220 V $^{+10\%}_{-15\%}$; 50 Hz.
- The domain of temperature prescription : 50° ... 250°C.
- Sensibility : 0,5% from domain (at 20°C).
- Utilised transducer : Pt 100 with three wires.
- Resistance of connection line : $10 \pm 0{,}5\ \Omega$.
- Integration period : adjustable.
- Proportional band : adjustable.
- Environmental temperature : +5° ... +40°C.
- Resistance of position reaction potentiometer : 100 ... 150 Ω.
- Overall dimensions : 280 × 95 × 95 mm.

4. Designer

Polytechnic Institute, Jassy, Electrotechnical Faculty, Department of Electrical Automations and Utilizations, Jassy, Horia St. nr. 9.

5. Performer

The Entreprise for Transducers and Direct Regulators, Paşcani, Moldovei St. Nr. 17 bis.

r. coli 7,75

Tiparul executat sub cd. 73
la Intreprinderea poligrafică Iaşi,
str. 7 Noiembrie nr. 49

40822